


ELECTRONICA ANALOGICA

Ing. José María Virgili

Profesor Titular Ordinario de Electrónica
Aplicada I de la Facultad Regional Buenos Aires
de la Universidad Tecnológica Nacional
Profesor Titular Interino de Electrónica
Aplicada I de la Facultad Regional Avellaneda
de la Universidad Tecnológica Nacional
Profesor Titular de Electrónica II de la
E.N.E.T. N°28 - C.O.N.E.T.

Ing. Juan Molnar

Profesor Adjunto Interino de Electrónica
Aplicada I de la Facultad Regional Buenos Aires
de la Universidad Tecnológica Nacional



CAPITULO 1

AMPLIFICADORES MONOETAPAS CON TRANSISTORES BIPOLARES

SEÑALES GRANDES

1.1. INTRODUCCION:

Se supone un conocimiento previo adecuado de TEORIA DE LOS CIRCUITOS y de FISICA DEL ESTADO SOLIDO.

1.2. DIODO DE JUNTURA:

En la FIGURA 1.1.(a) el diodo está sometido a polarización directa.
En la FIGURA 1.1.(b) se aplica polarización inversa.

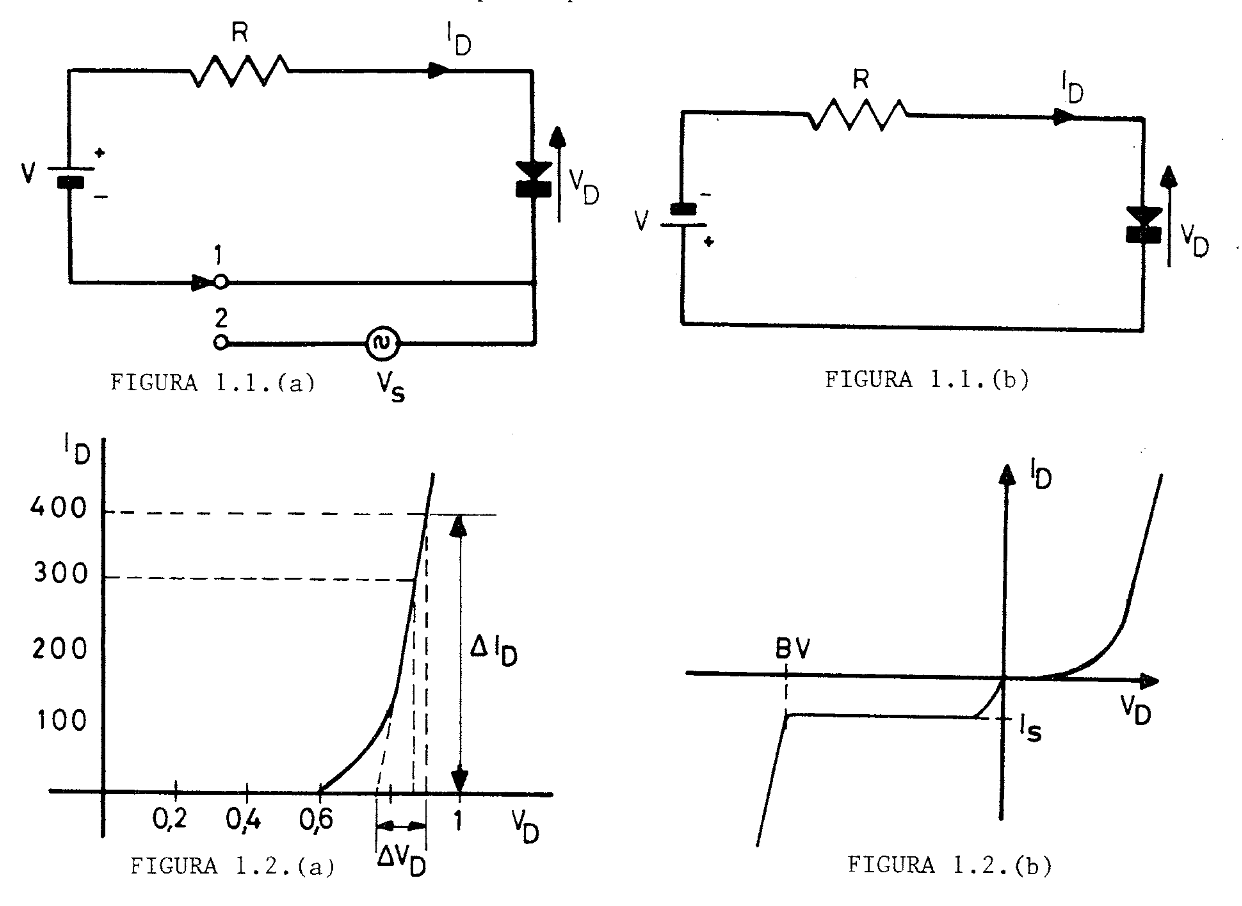


FIGURA 1.1.(a)

FIGURA 1.1.(b)

FIGURA 1.2.(a)

FIGURA 1.2.(b)

Variando V se puede obtener la curva estática del diodo, tal como se observa en las FIGURAS 1.2.(a) y 1.2.(b).

Para polarización directa y para corrientes de hasta 10 mA, la curva del diodo responde a:

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_D}{m V_T}} - 1 \right)$$

donde:

I_S es la corriente de saturación inversa (del orden del nA para el silicio) como se observa en la FIGURA 1.2.(b).

m es una constante empírica comprendida entre 1 y 2.

$V_T = \frac{K \cdot T}{q}$ siendo:

q la carga del electrón.

K la constante de Boltzman.

T la temperatura absoluta.

V_T = 25 ó 26 mV para temperatura ambiente de 25 °C.

Para corrientes superiores a 100 mA la característica estática del diodo tiende a una recta.
Para polarización inversa, FIGURA 1.1.(b) y 1.2.(b), se observa la corriente de saturación inversa I_S y cuando la tensión negativa V_D se hace lo suficientemente grande se observa la tensión de ruptura B_V. Alcanzada la tensión B_V la juntura se deteriora.
Los diodos adecuadamente diseñados (diodos ZENER) operan en la región de ruptura.

1.2.1. PUNTO DE OPERACION ESTATICO:

Si en la FIGURA 1.1.(a), la llave está colocada en el terminal 1, el diodo está sólo sometido a señales estáticas.
Para corrientes pequeñas comprendidas entre 1 y 10 mA, la tensión VD está comprendida entre 0,6 y 0,7 V.

Si V= 10 V y R = 2 KΩ se tiene:

$$I_D = \frac{V - V_D}{R} = \frac{10 - 0,6}{2 \times 10^3} = 4,7 \text{ mA}$$

Es decir que el diodo trabaja con un punto de operación estático Q determinado por una corriente I_D = 4,7 mA y una tensión entre bornes $V_D \simeq 0,6$ V.

De la FIGURA 1.2.(a), se observa que para I_D = 300 mA se obtiene $V_D \simeq 0,87$ V.

$$R = \frac{V - V_D}{I_D} = \frac{10 - 0,87}{0,3} \simeq 30 \ \Omega$$

Con un valor de R = 30 Ω y conservando V = 10 V se obtiene el punto Q determinado por I_D = 300 mA y V_D = 0,87 V.

1.2.2. RESISTENCIA ESTATICA:

Es el cociente entre la tensión de continua (V_D) entre bornes del diodo y la corriente de continua (I_D) que por él circula. FIGURA 1.2.(c).

$$R_{EST} = \frac{V_D}{I_D}$$



Siendo V_D e I_D los que corresponden al punto Q

$$Q \begin{cases} I_D = 4{,}7 \text{ mA} \\ V_D = 0{,}6 \text{ V} \end{cases} \quad R_{EST} = \frac{0{,}6 \text{ V}}{4{,}7 \text{ mA}} = 127 \Omega$$

$$Q \begin{cases} I_D = 300 \text{ mA} \\ V_D = 0{,}87 \text{ V} \end{cases} \quad R_{EST} = \frac{0{,}87 \text{ V}}{0{,}3 \text{ A}} = 2{,}9 \ \Omega$$

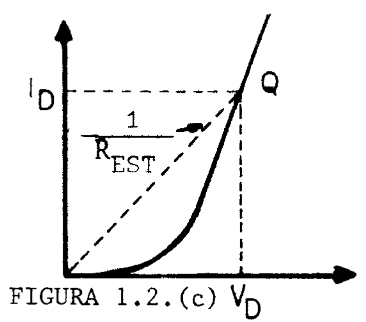


FIGURA 1.2.(c) V_D

En un diodo de alto nivel (2°caso), la resistencia estática tiende a ser muy pequeña comparada con la resistencia estática de bajo nivel.

1.2.3. RESISTENCIA DINAMICA:

Si en la FIGURA 1.1.(a), la llave está en la posición 2, se tiene en el circuito la superposición de los efectos causados por dos fuentes: la estática y la dinámica.
Aplicando el principio de superposición consideremos primero la acción de la fuente estática V suponiendo en corto la fuente dinámica. Esto fue analizado en la sección 1.2.1. y permite la determinación del punto Q .
Luego supongamos en corto la fuente estática y analicemos el circuito bajo la acción de la fuente dinámica senoidal.

$$v_s = V_s \ . \cos \omega t$$

Para ello veamos que conductancia dinámica presenta el diodo en el punto Q .
Sea:

$$Q \begin{cases} I_D = 4{,}7 \text{ mA} \\ V_D = 0{,}6 \text{ V} \end{cases} \quad \text{Como:} \quad I_D \simeq I_S \ . \ e^{\frac{V_D}{m V_T}} \quad \text{se tiene que:}$$

$$g_u = \left. \frac{d \, I_D}{d \, V_D} \right|_Q = I_S \frac{d}{d \, V_D} e^{\frac{V_D}{m V_T}} = \frac{I_S}{m V_T} e^{\frac{V_D}{m V_T}} \quad \therefore \quad g_u = \frac{I_D}{m V_T}$$

La resistencia dinámica es:
$$r_u = \frac{m \ . \ V_T}{I_D}$$

Donde con r_u designamos la resistencia dinámica de la unión PN.

$$r_u = \frac{1{,}4 \ . \ 25 \ . \ 10^{-3}}{4{,}7 \ . \ 10^{-3}} = 7{,}45 \ \Omega \quad \text{para} \quad m = 1{,}4$$

La resistencia dinámica r_d posee dos componentes:

a) resistencia del material del cuerpo del diodo que llamaremos r_b
b) resistencia de la unión PN que llamaremos r_u

Para bajos niveles de corriente predomina r_u (< 10 mA)
Para altos niveles de corriente predomina r_b (> 100 mA)

Para
$$Q \begin{cases} I_D = 300 \text{ mA} \\ V_D = 0{,}87 \text{ V} \end{cases}$$

Se tiene,del gráfico 1.2.(a).

$$r_d = \frac{\Delta \, V_d}{\Delta \, I_d} = \frac{0{,}12 \text{ V}}{0{,}4 \text{ A}} = 0{,}3 \ \Omega$$



Si calculamos r_u para este punto Q se tiene:

$$r_u = \frac{m\,V_T}{I_D} = \frac{1{,}4 \cdot 25\ mV}{300\ mA} = 0{,}12\ \Omega$$

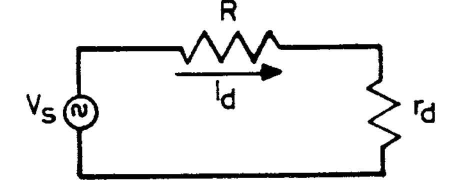
Vemos que predomina el efecto de r_b.

1.2.4. CIRCUITO DINAMICO:

Para $Q \begin{cases} I_D = 4{,}7\ mA \\ V_D = 0{,}6\ V \end{cases}$ Se tiene $R = 2\ K\Omega$

y si $V_S = 1\ V$

$$I_d = \frac{V_S}{R + r_d} \simeq \frac{1}{2 \cdot 10^3} = 0{,}5\ mA \text{ (Valor pico)}$$



1.2.5. CORRIENTE TOTAL:

Superponemos los efectos.

$$i_D = I_D + I_d \cos \omega t = 4{,}7\ mA + 0{,}5\ mA \cos \omega t$$

1.3. TRANSISTORES BIPOLARES:

Para operar en la zona activa la unión E-B debe estar polarizada en sentido directo y la unión B-C en sentido inverso.
Si ambas uniones están polarizadas en sentido directo se tiene el transistor en saturación.
Si ambas uniones están polarizadas en sentido inverso se tiene el transistor en el corte.

1.3.1. TRANSISTOR PNP:

En la FIGURA 1.3.(a), las polaridades son las adecuadas para trabajar en la zona activa.
En dicha FIGURA los sentidos de las corrientes son los reales.

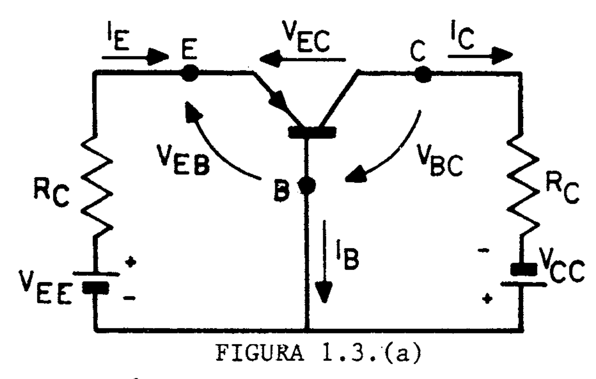


FIGURA 1.3.(a)

La corriente de colector está dada por:

$$I_C = \alpha \cdot I_E + I_{CBO} \qquad \{1.1.\}$$

donde α es del orden de 0,95 a 0,999 e I_{CBO} es la corriente de portadores minori-



tarios (origen térmico).
Para el Silicio y a temperatura ambiente I_{CBO} es muy pequeño.
Podríamos poner:

$$I_C \simeq \alpha \cdot I_E \quad \therefore \quad \alpha = \frac{I_C}{I_E}$$

siendo α la ganancia estática de la corriente de colector respecto de la de emisor.
En los manuales el parámetro que se encuentra es h_{FB} en lugar de α .
Buscaremos ahora una relación entre la corriente de colector y la de base.

$$I_E = I_B + I_C \quad \{1.2.\}$$

Sustituyendo {1.2.} en {1.1.} se tiene:

$$I_C = \alpha . I_C + \alpha . I_B + I_{CBO} \quad \therefore \quad I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{CBO} \quad \{1.3.\}$$

Haciendo

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad \{1.4.\} \qquad \text{Resulta} \qquad 1 + \beta = \frac{1}{1-\alpha} \quad \{1.5.\}$$

Reemplazando {1.4.} y {1.5.} en {1.3.} se tiene:

$$I_C = \beta . I_B + (1 + \beta) . I_{CBO} \quad \{1.6.\}$$

Despreciando el término que contiene a I_{CBO} se obtiene:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

Siendo β la ganancia estática de la corriente de colector respecto de la de base.

En los manuales en lugar de β se encuentra h_{FE}.
La expresión {1.6.} vale para cualquier configuración: BC, EC, CC.
En la hoja de datos del BC327 encontramos:

$- I_C = 100$ mA $\qquad - V_{CE} = 1$ V $\qquad h_{FE} = 100$ a 600

En los manuales cuando la corriente es saliente se la toma como negativa, ya que por convención se toma a las corrientes entrantes como positivas. Ver FIGURA 1.3.
$- V_{CE} = 1$ V indica que el potencial del E es 1 Volt superior al del colector, es decir: $V_{EC} = 1$ V.
Hay que tener en cuenta la gran dispersión del parámetro h_{FE} (100 a 600) y su influencia en la polarización.
En la FIGURA 1.3.(a), se tiene un PNP en la configuración de base común (BC) con las polaridades adecuadas para funcionar en la zona activa.
En la FIGURA 1.3.(b), se tiene el PNP en la configuración de EC.
En la FIGURA 1.3.(c), se tiene el PNP en la configuración de CC.

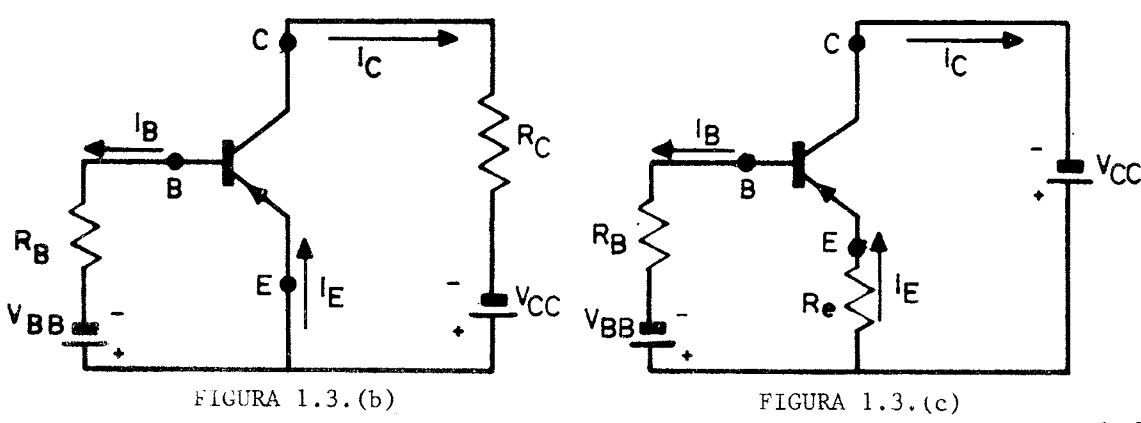


FIGURA 1.3.(b) FIGURA 1.3.(c)



Como el transistor es un dispositivo de tres terminales, tiene un terminal que es común a las mallas de entrada y de salida.
De acuerdo con el terminal común se define la configuración (BC,EC,CC).

1.3.2. TRANSISTOR NPN:

Para el NPN deben invertirse todas las fuentes de alimentación en las figuras 1.3.(a), 1.3.(b) y 1.3.(c).
Veamos para la FIGURA 1.3.(a)

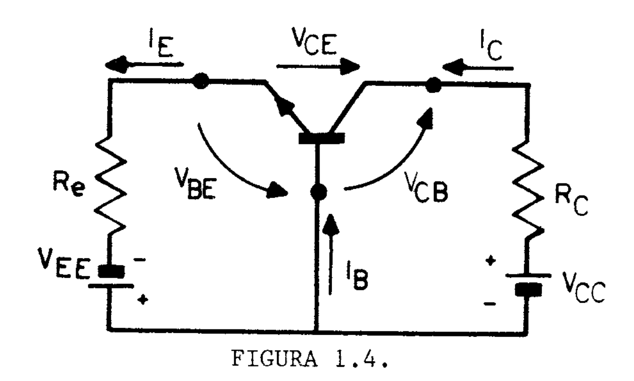


FIGURA 1.4.

En forma similar se procede para las FIGURAS 1.3.(b) y 1.3.(c).

1.3.3. DEPENDENCIA DE h_{FE} CON I_C :

En la FIGURA 1.5. vemos tres regiones definidas:
La región I es la de bajo I_C, donde h_{FE} decrece al decrecer I_C.
La región II se caracteriza porque en ella h_{FE} es aproximadamente constante.
En la región III, de alto I_C, h_{FE} decrece.

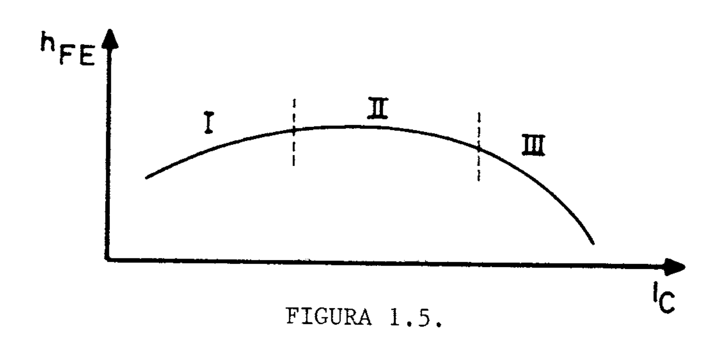


FIGURA 1.5.

1.3.4. CARACTERISTICAS DE EMISOR COMUN:

En la FIGURA 1.6., se muestra una característica de salida típica correspondiente a esta configuración.
Entre la ordenada y la vertical trazada por V_{CESAT} se tiene la zona de saturación
En ella el transistor conduce una corriente apreciable prácticamente sin caída en colector-emisor.
Para valores apreciables de V_{CE} tiene lugar una ruptura por avalancha que deteriora el dispositivo.
La zona situada entre la de saturación y la de ruptura se llama zona activa y en ella se cumple que:

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B + (1 + h_{FE}) I_{CBO}$$

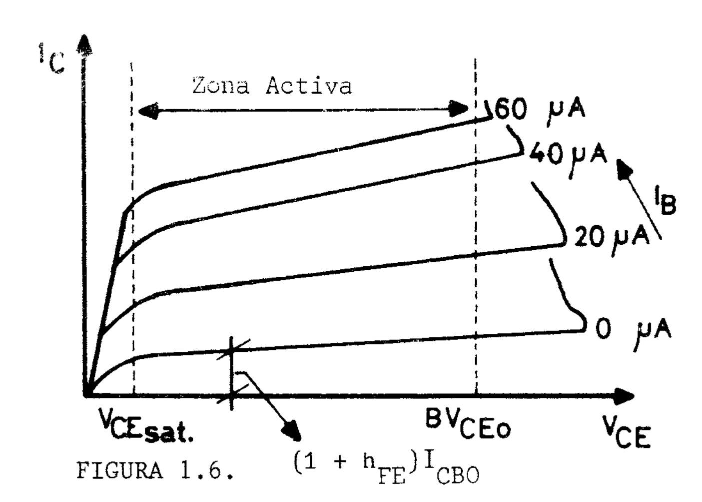


FIGURA 1.6.

La zona activa corresponde al funcionamiento lineal y tiene no solamente un límite de tensión (la de ruptura) sino también uno de corriente que corresponde a la máxima corriente de colector que soporta el dispositivo antes de deteriorarse.
Hay un límite inferior de corriente que es la corriente de corte, por debajo de la cual se considera que no circula corriente.
En la zona de saturación h_{FE} tiene valores muy inferiores a los correspondientes a la zona activa. FIGURA 1.5.
Como se ve en la FIGURA 1.7. las curvas de salida tienen una cierta pendiente positiva, lo cual implica la existencia de una resistencia de salida finita dada por

$$r_o = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$$

Pero los valores de ΔI_C son tan pequeños que pueden a veces despreciarse considerando a la resistencia de salida como infinita.

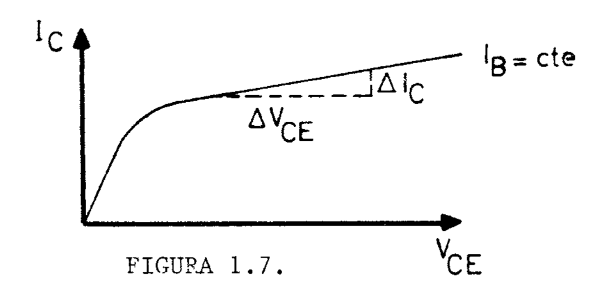


FIGURA 1.7.

Entonces se convierte al transistor en un generador de corriente ideal (sin tener en cuenta las zonas de saturación y de ruptura).
La característica de generador ideal de corriente es sólo válida en la región activa.
Además se observa una separación no constante entre curvas correspondientes a saltos de I_B fijos. Eso se debe a que h_{FE} es una función de I_C. Para grandes excursiones de señal ello lleva ala deformación de las ondas de salida (distorsión).
Las características de salida que dan los fabricantes de transistores en sus manuales son de tipo estadístico.
El transistor que nosotros usemos tendrá, por lo tanto, una característica distinta a la que muestra el manual.
Los transistores de silicio tienen una importante variación en cuanto a su parámetro h_{FE}.Las hojas de datos muestran variaciones de h_{FE} del orden de 1 a 3 o más entre h_{FEm} y h_{FEM} .Es decir,que los transistores de silicio se fabrican con una dispersión del parámetro h_{FE} de ese orden.
Sabemos que:

$$I_C = h_{FE}\, I_B + (1 + h_{FE}) I_{CBO}$$

siendo I_{CBO} la corriente de portadores minoritarios entre colector y base con el emisor abierto.
Podemos trazar las características de salida ideales, haciendo

$$I_C = h_{FE} \cdot I_B$$

vale decir despreciando el término que contiene a I_{CBO}, ya que éste es sumamente pequeño a 25 °C.
Además, para trazar las características ideales de salida supondremos que h_{FE} no depende de I_C.
Las características ideales tienen la forma que se ve en la FIGURA 1.8.

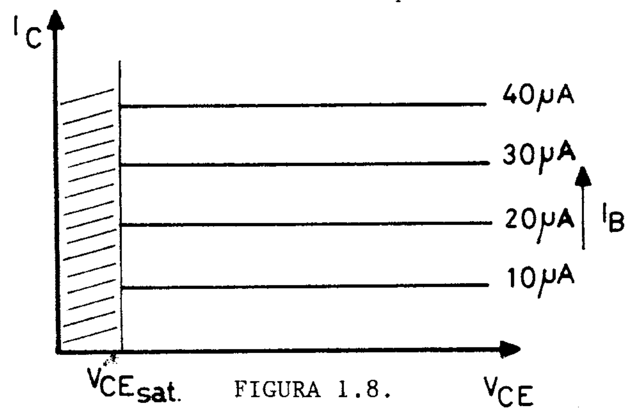


FIGURA 1.8.

1.4. DETERMINACION DEL PUNTO DE OPERACION ESTATICO Q:

Estas características ideales son importantes para comprender la determinación del punto de operación Q y los problemas que surjen si el transistor no está bien polarizado.
Supongamos que el transistor que se estudia tiene un $h_{FE} = 100$ entonces: $I_C = 100\ I_B$

quiere decir que para $I_B = 10\mu A$ se tiene $I_C = 1mA$ para $I_B = 20\mu A$ se obtiene $I_C = 2mA$, y asi sucesivamente.
La FIGURA 1.10. muestra las caracteristicas ideales de salida obtenidas por medio de $I_C = h_{FE}\ I_B$

FIGURA 1.9.

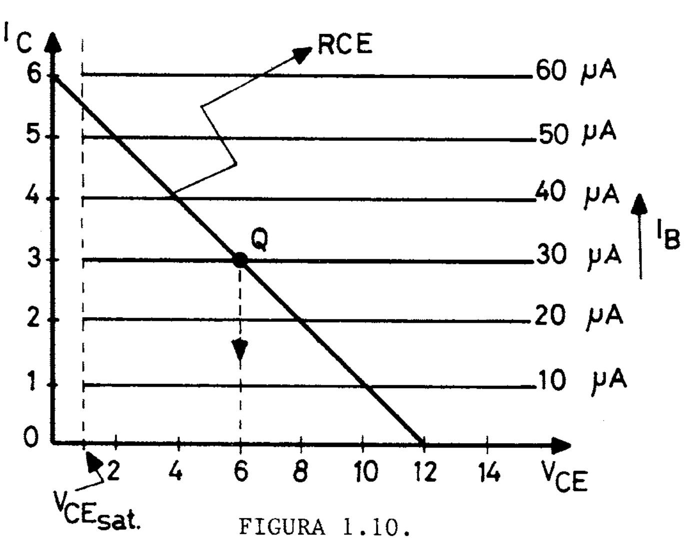


FIGURA 1.10.



De la malla de salida de la FIGURA 1.9. se obtiene:

$$I_C \cdot R_C + V_{CE} - V_{CC} = 0 \quad \therefore \quad I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \qquad \{1.7.\}$$

que es la ecuación de la recta de carga estática.
La ecuación {1.7.} vincula el comportamiento del circuito externo del transistor a través de V_{CC} y R_C y el del dispositivo activo mediante I_C y V_{CE}.
Esta recta, dada por la ecuación {1.7.}, se traza por medio de dos puntos situados sobre los ejes de ordenadas y abcisas. Hacemos:

1°) $I_C = 0 \quad \therefore \quad V_{CE} = V_{CC} \quad \rightarrow$ punto $(0, V_{CC})$

2°) $V_{CE} = 0 \quad \therefore \quad I_C = \frac{VCC}{RC} \quad \rightarrow$ punto $\left(\frac{VCC}{RC}, 0\right)$

<u>Ejemplo</u>: $V_{BB} = 3{,}7V \qquad R_B = 100K\Omega \qquad V_{CC} = 12V \qquad R_C = 2K\Omega$

De la ecuación {1.7.} se obtienen los puntos

$$(0\ ,\ 12)$$
$$\left(\frac{12}{2000}\ ,\ 0\right) = (6\ mA\ ,\ 0)$$

Esos puntos están representados en la FIGURA 1.10. y la recta que los une también
La pendiente de la recta definida por la ecuación {1.7.} es:

$$\frac{d\ I_C}{d\ V_{CE}} = -\frac{1}{R_C} \qquad \{1.8.\}$$

que es la pendiente de la recta de carga estática (RCE)

De la malla de entrada de la FIGURA 1.9. se obtiene:

$$V_{BE} - V_{BB} + I_B R_B = 0 \quad \therefore \quad I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} \qquad \{1.9.\}$$

la V_{BE} debe tomarse como 0,2 V para el Germanio y 0,7 V para el silicio (valores estadísticos).
La juntura B-E está polarizada en forma directa y por lo tanto para que el transistor funcione en forma correcta hay que trabajar con corrientes de base que permitan obtener V_{BE} del orden citado, es decir que estén por encima del umbral de conducción.
Tomando para el silicio una $V_{BE} = 0{,}7$ V se obtiene de la ecuación {1.9.}

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \frac{3{,}7 - 0{,}7}{100\ .\ 10^3} = 30\ \mu A$$

Es decir que tenemos una I_B = cte = 30μA impuesta por la malla de entrada (corresponde a la recta marcada en forma más intensa en la FIGURA 1.10.
La intersección de la RCE y la de I_{BQ} = cte, nos da el punto Q de operación estático que satisface al mismo tiempo las necesidades de las mallas de entrada y salida. FIGURA 1.10.
Para el punto Q se obtienen los valores estáticos de funcionamiento del transistor.

$$Q \left| \begin{array}{l} I_{CQ} = 3\ mA \\ V_{CEQ} = 6\ V \end{array} \right.$$

La V_{CEQ} se puede obtener gráficamente, FIGURA 1.10. o bien analíticamente:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \quad R_C = 12 - 3\ .\ 10^{-3}.\ 2\ .\ 10^3 = 6V$$

Analicemos la característica de entrada, que puede apreciarse en la FIGURA 1.11.

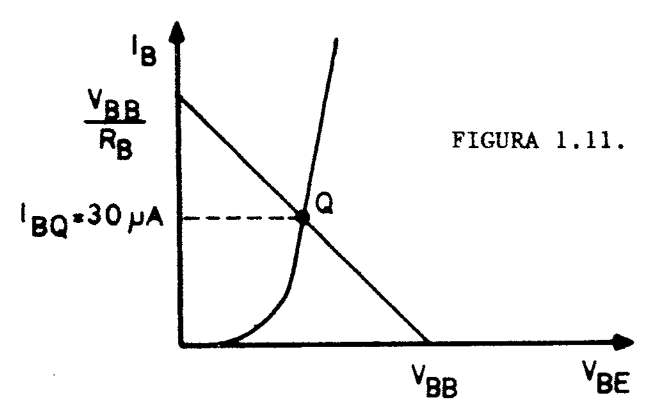


FIGURA 1.11.

El diodo emisor-base presenta una función del tipo:

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{m\,V_T}}$$

donde I_S es una constante que describe la característica de transferencia del transistor en la región activa.Como:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} \qquad \text{resulta:} \qquad I_B = \frac{I_S}{h_{FE}}\, e^{\frac{V_{BE}}{m\,V_T}}$$

Por lo tanto:

$$\frac{d\,I_B}{d\,V_{BE}} = \frac{1}{m\,V_T} \cdot \frac{I_S}{h_{FE}} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{m\,V_T}}$$

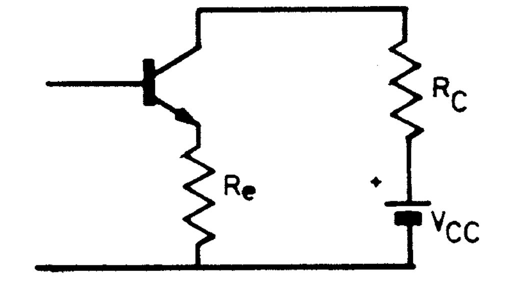
La resistencia de entrada entre B y E es:

$$\frac{d\,V_{BE}}{d\,I_B} = \frac{m\,V_T}{I_B} \qquad \text{y en el punto Q} \qquad R_i\Big|_Q = \frac{d\,V_{BE}}{d\,I_B}\Big|_Q = \frac{m\,V_T}{I_{BQ}} \qquad \{1.10.\}$$

<u>Acotación</u>: Podría ocurrir que la malla de salida contuviera más de una resistencia.

$$V_{CC} = I_C\,R_C + R_e\,I_C + V_{CE}$$

$$\therefore \quad I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_e}$$



Generalizando la resistencia estática es:

$$R_{EST} = R_C + R_e$$

$$\therefore \quad I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_{EST}}$$

"La resistencia estática es toda la resistencia en serie con el transistor y la fuente V_{CC}"

1.4.1. INYECCION DE SEÑAL:

En la FIGURA 1.12. se ha incluido un generador ideal de señal:

$$v_b = V_b \text{ sen } \omega t$$

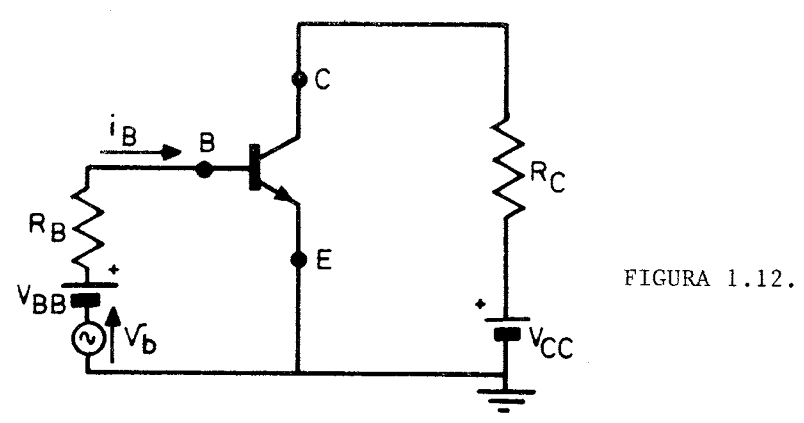


FIGURA 1.12.

La polaridad indicada de v_b corresponde al semiciclo positivo de la señal.
En la base circula un corriente i_B superposición de una corriente continua I_{BQ} y de una alterna i_b.
Si se aplica el principio de superposición y se anula primero la alterna(v_b = 0) queda la malla de entrada de la FIGURA 1.9. de la cual se obtuvo la ecuacion 1 {1.9.}

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B} = \text{cte.}$$

Luego, anulando V_{BB} se obtiene la FIGURA 1.13.

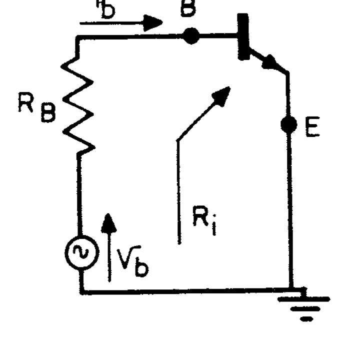


FIGURA 1.13.

Ya hemos visto que existe una resistencia dinámica de entrada entre B-E dada por la {1.10.}
Como $R_i << R_B$ podemos considerar un corto la entrada dinámica del transistor (recordar que R_B = 100KΩ)
La corriente dinámica i_b se calcula así:

$$i_b \simeq \frac{v_b}{R_B} = \frac{V_b \text{ sen } \omega t}{R_B} \quad \text{si} \quad V_b = 2V, \text{ se tiene}$$

$$i_b = \frac{2}{100 \cdot 10^3} \text{ sen } \omega t = 20\mu A \text{ sen } \omega t = I_b \text{ sen } \omega t$$

Es decir:

$$i_b = I_b \text{ sen } \omega t \text{ , con } I_b = 20\mu A$$

La corriente total de base es:

$$i_B = I_{BQ} + i_b = 30\mu A + 20\mu A \text{ sen } \omega t$$

La corriente de señal la superponemos a la I_{BQ} como se ve en la FIGURA 1.14.
La salida del transistor ve una resistencia de carga dinámica igual a la estática (es decir, la única que hay en la malla de salida, que es R_C). Es un caso particular.
En este caso coincide la recta de carga dinámica (RCD) con la estática (RCE).
Al inyectar señal la operación dinámica se desplaza desde Q hasta M, desde M a N, desde N a M, etc.
La proyección de los puntos M y N nos dan

$$i_C = f(t)$$
$$v_{CE} = f(t)$$

En forma analítica: $i_C = I_{CQ} + i_c$ siendo , i_c la alterna

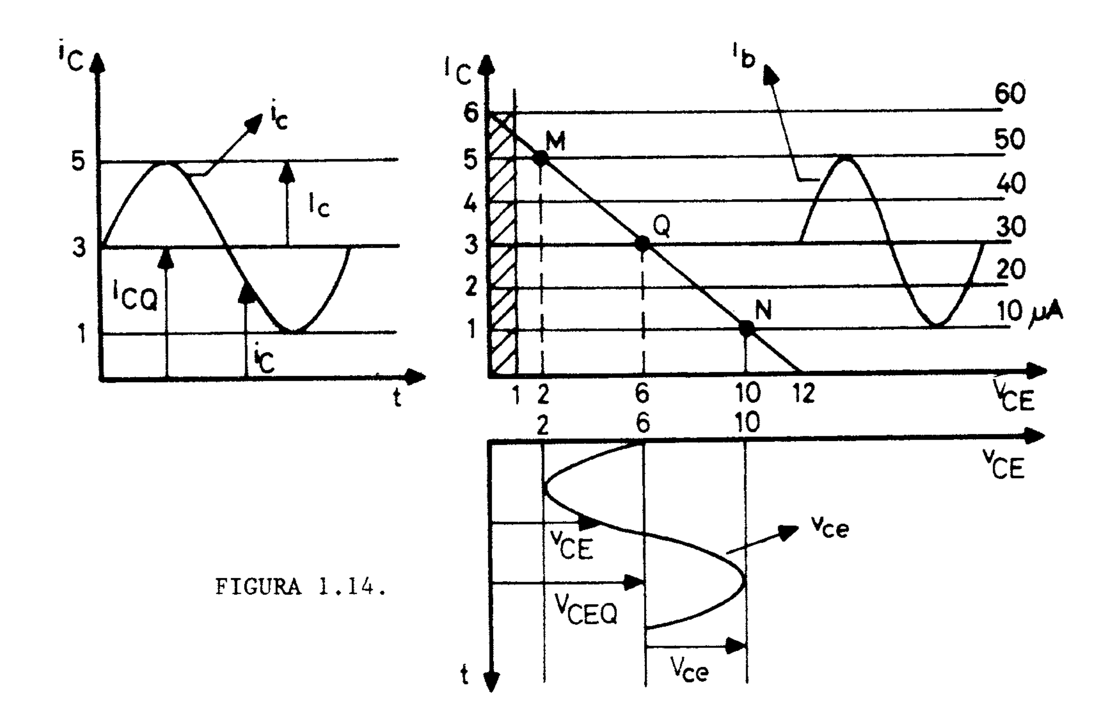


FIGURA 1.14.

Como h_{FE} (estático) y h_{fe} (dinámico) tienen valores similares, se puede poner:

$$i_C = h_{FE} \cdot i_B = h_{FE}\ (\ I_{BQ} + i_b\ ) = h_{FE}\ I_{BQ} + h_{FE}\ i_b$$

$$I_{CQ} = h_{FE} \cdot I_{BQ} = 100 \cdot 30\mu A = 3mA$$

$$i_c = h_{FE} \cdot i_b = h_{FE} \cdot I_b \text{ sen } \omega t = I_c \text{ sen } \omega t$$

$$I_c = h_{FE} \cdot I_b = 100 \cdot 20 \cdot 10^{-6} = 2mA$$

$$i_C = I_{CQ} + I_c \text{ sen } \omega t = 3mA + 2mA \text{ sen } \omega t$$ FIGURA 1.14.

FIGURA 1.15.

La tensión total entre C-E es: $v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce}$

V_{CEQ} es conocida e igual a 6V.

Para determinar la v_{ce} recurrimos a la FIGURA 1.15.

$$v_{ce} = -\ i_c \cdot R_C = -\ R_C \cdot I_c \text{ sen } \omega t$$

Haciendo:

$$V_{ce} = R_C \cdot I_c \quad \text{queda} \quad v_{ce} = -\ V_{ce} \text{ sen } \omega t$$

$$V_{ce} = R_C \cdot I_c = 2 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 4V$$

Resultado total, (ver FIGURA 1.14.): $v_{CE} = V_{CEQ} + v_{ce} = 6 - 4 \text{ sen } \omega t$

Se puede analizar también la v_{BE} , para ello recurrimos a la FIGURA 1.16.

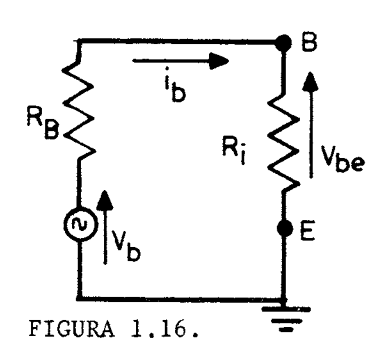


FIGURA 1.16.

$$v_{BE} = V_{BEQ} + v_{be}$$

$$v_{BE} = V_{BEQ} + V_{be} \text{ sen } \omega t$$

$$V_{be} = I_b \cdot R_i$$

$$R_i \simeq 1K\Omega$$

$$V_{be} = I_b \cdot R_i = 20 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 = 20 \cdot 10^{-3} V$$



Se ve que la tensión v_{be} es positiva respecto de tierra mientras que la v_{ce} es negativa respecto de tierra (ver FIGURAS 1.14., 1.15. y 1.16.) (Defasaje de 180° en la configuración de EC).
Se puede ver que la amplificación vale:

$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = - \frac{V_{ce}\ \text{sen}\ \omega t}{V_{be}\ \text{sen}\ \omega t} = - \frac{V_{ce}}{V_{be}} = \frac{-4}{20\ .\ 10^{-3}} = -\ 200$$

Tenemos una amplificación de tensión cuyo módulo vale 200 y que tiene un defasaje de 180°entre la salida y la entrada.

1.4.2. DESPLAZAMIENTO DEL PUNTO Q POR DISPERSION DE h_{FE}:

Supongamos que en el circuito antes analizado deba reemplazarse el transistor, (por deterioro, por ejemplo).
Tomamos otro transistor de la misma nomenclatura pero por dispersión de fabricación ya mencionada tiene un h_{FE} = 150.
La nueva característica de salida se ve en la FIGURA 1.17., donde se tiene en cuenta la RCE, I_{BQ} = cte, el nuevo punto Q y el recorte de corriente y tensión de colector.

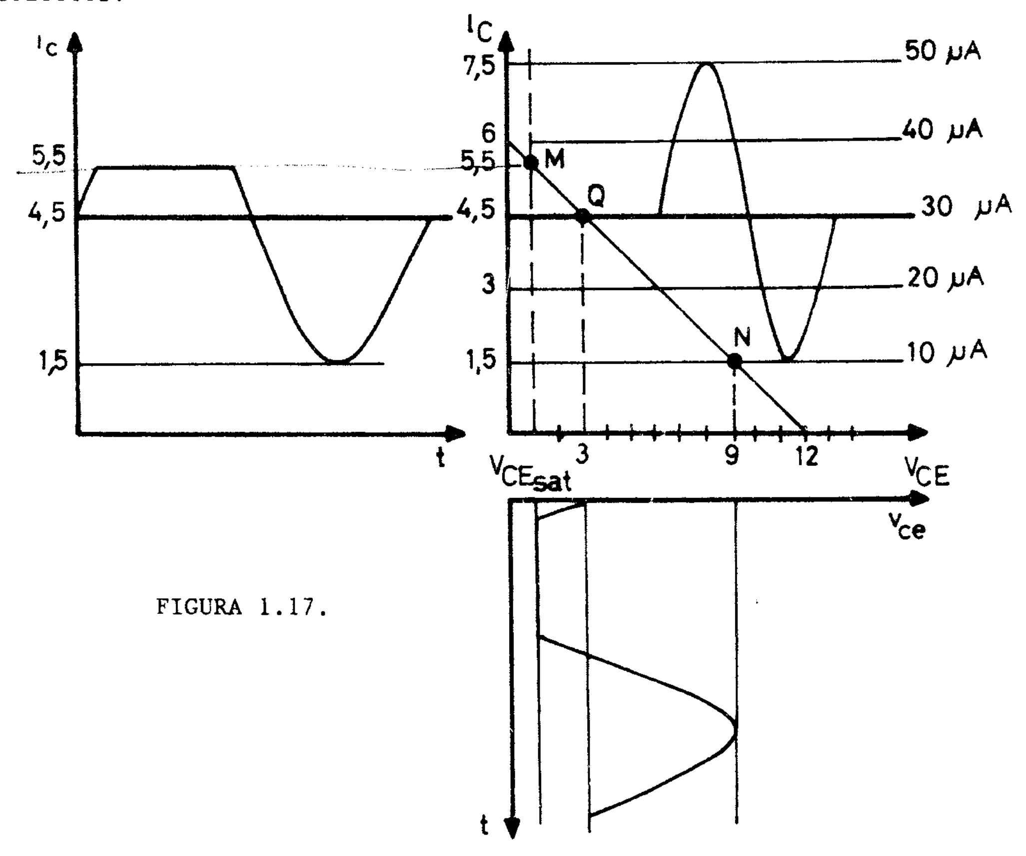


FIGURA 1.17.

Se observa que al reemplazar el transistor se obtienen señales de salida con deformación enorme como resultado de que para la misma inyección de señal se ha pasado a trabajar, durante un lapso, en la zona de saturación.
Ello ocurrió porque al ser h_{FE} mayor se pasó de un punto Q situado en la mitad de la RCD a otra posición de Q que está más cerca de la saturación que del corte.
Es decir que el desplazamiento del punto Q origina los recortes ya vistos.
Debemos buscar un circuito de polarización en el cual aunque varíe h_{FE} la corriente I_{CQ} = cte y no como en el visto en que se tenía I_{BQ} = cte (incorrecto).



1.4.3. CIRCUITO BASICO PARA I_{CQ} cte:

Para que Q no se mueva debemos polaricar de tal forma que $I_{CQ} \simeq$ cte aunque tengamos dispersión de h_{FE}. El circuito que lo permite es el de la FIGURA 1.18.

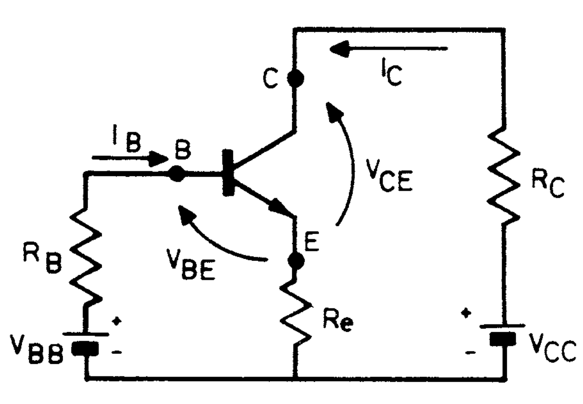


FIGURA 1.18.

Para la malla de entrada:

$$V_{BB} \simeq I_B R_B + V_{BE} + I_C R_e$$

Como

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}}$$

$$V_{BB} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}} + V_{BE} + I_C R_e$$

$$\therefore \quad I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE}}}$$

Para que I_{CQ} = cte basta hacer:

$$R_e >> \frac{R_B}{h_{FEm}}$$

Se toma el h_{FEm} porque hace:

$$\frac{R_B}{h_{FEm}} \quad \text{máximo}$$

Aunque cambie h_{FE} resulta así I_{CQ} = cte.
Conviene hacer

$$R_e = 10 \frac{R_B}{h_{FEm}} \qquad \{1.12.\}$$

1.4.4. CIRCUITO DE POLARIZACION CON UNA SOLA FUENTE

Suele ser antieconómico usar dos fuentes distintas para la base y el colector. En la FIGURA 1.19. se ve un circuito con una única fuente que cumple satisfactoriamente con los requisitos de I_{CQ} = cte.

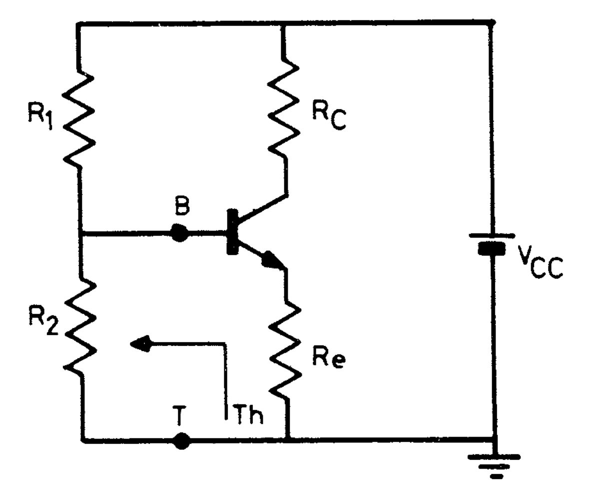


FIGURA 1.19.

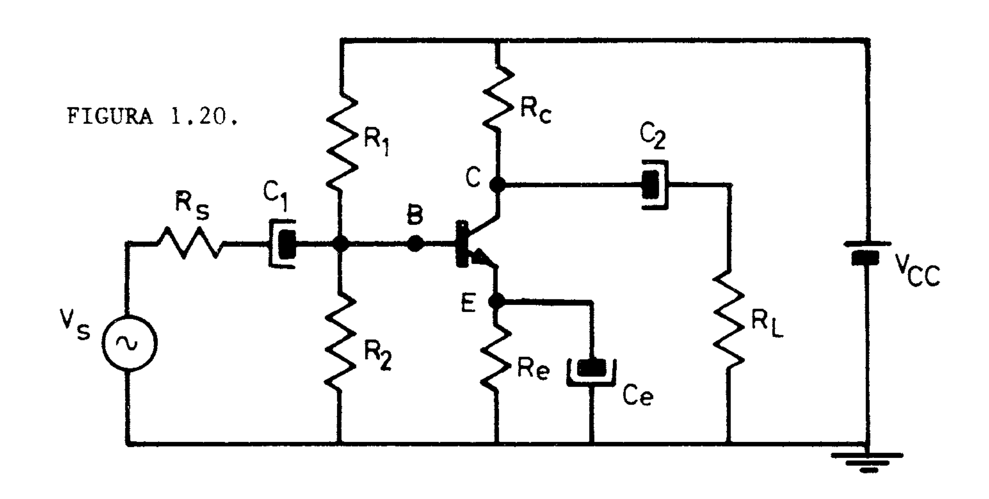
Este circuito (aplicando Thevenin entre los puntos B y T)nos lleva al circuito de la FIGURA 1.18.
La fuente y la resistencia del generador valen:



$$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \{1.13.\} \qquad R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad \{1.14.\}$$

Aplicación:
Sea el circuito de la FIGURA 1.20.

FIGURA 1.20.



Para resolver este circuito aplicamos superposición :

1°) Suponemos $V_S = 0$ y $f = 0$ (continua)

$$X = \frac{1}{J\omega C} = \infty$$

Queda el circuito de la FIGURA 1.19., que luego de transformarlo en el de la FIGURA 1.18., nos permitirá hallar el punto Q.

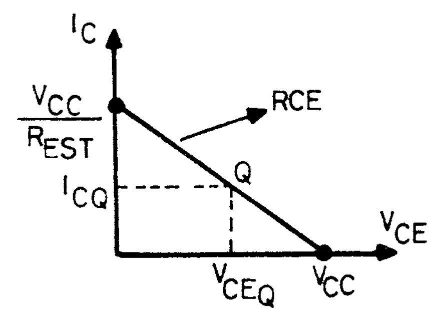
$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FET}}} \quad y \quad V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_e)$$

La resistencia estática en el circuito de la FIGURA 1.18., es:

$$R_{EST} = (R_C + R_e)$$

Se puede trazar la RCE por medio de dos puntos:

$$(0 , V_{CC}) \ y \ (\frac{V_{CC}}{R_{EST}} , 0)$$

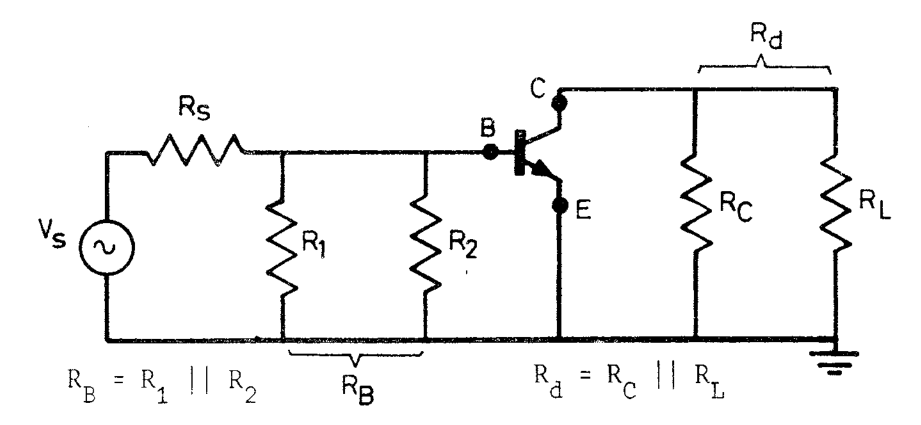


La R_{EST} es la suma de todas las resistencias conectadas en serie en la malla de salida de continua FIGURA 1.18.

2°) Análisis dinámico:

Suponemos una frecuencia tal que $X = \frac{1}{J\omega C} \rightarrow 0$

y suponemos en corto las fuentes de continua (no son variables con el tiempo). Tendremos pues el siguiente circuito equivalente:



R_d es la resistencia dinámica, vale decir es la resistencia que ve la salida del transistor.
Veamos el trazado de la RCD:
Adoptamos otros ejes que tienen como origen el punto Q : FIGURA 1.21.
Luego como $v_{ce} = - i_c \cdot R_d$ FIGURA 1.22.
Se puede hacer:

$$\Delta V = - \Delta I \cdot R_d$$

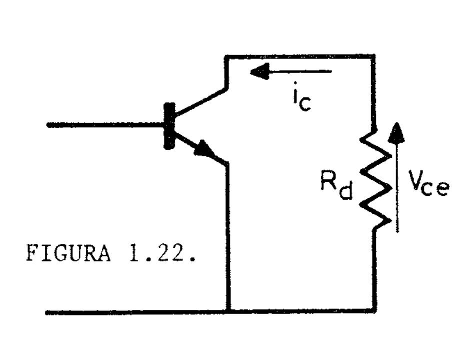


FIGURA 1.22.

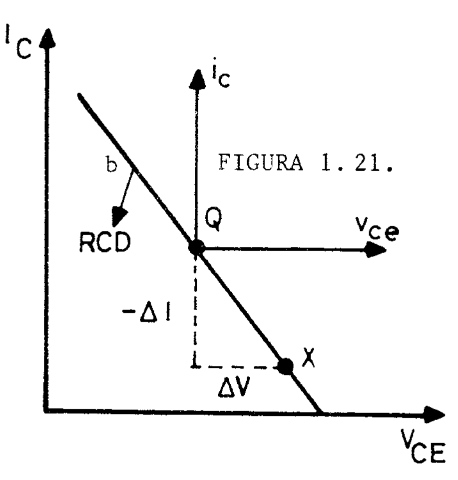


FIGURA 1.21.

Adoptamos un valor de $(-\Delta I)$ y como conocemos R_d podemos calcular ΔV (Obtenemos el punto X).
Uniendo X con Q tenemos la RCD.
La señal de salida está dada por $\quad i_c = I_c \cdot \text{sen}\, \omega t$

y cuando ésta se anula sólo queda $\quad i_C = I_{CQ} + i_c = I_{CQ}$

es decir, el valor de continua .
Por lo tanto el punto Q forma parte de la RCD ya que es el punto dinámico para señal nula.

Problema:

El circuito es el de la FIGURA 1.20.

DATOS:

$R_1 = 56\ K\Omega$	$V_{CC} = 20\ V$
$R_2 = 5{,}6\ K$	$h_{FE_m} = 50$
$R_e = 1\ K$	$h_{FE_T} = 100$
$R_C = R_L = 10\ K$	$h_{FE_M} = 150$

Para la continua se tiene el circuito de la FIGURA 1.19. Aplicando Thevenin:

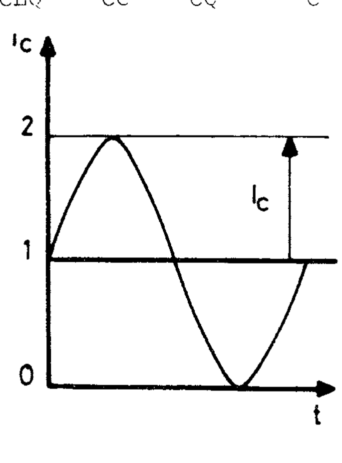
$$V_{BB} = V_{CC}\,\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 20\,\frac{5{,}6\ .\ 10^3}{61{,}6\ .\ 10^3} \simeq 1{,}82\ V$$

$$R_B = \frac{R_1\ .\ R_2}{R_1 + R_2} = \frac{5{,}6\ .\ 10^3\ .\ 56\ .\ 10^3}{61{,}6\ .\ 10^3} \simeq 5{,}1\ K\Omega$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \dfrac{R_B}{h_{FE_T}}} = \frac{1{,}82 - 0{,}7}{1000 + \dfrac{5100}{100}} = \frac{1{,}12}{1000 + 51} = \frac{1{,}12}{1{,}051}\,10^{-3} \simeq 1{,}057\ mA$$

$$\therefore\ I_{CQ} \simeq 1\ mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}\ .\ (R_C + R_e) = 20 - 10^{-3}\ .\ (10 + 1)\ .\ 10^3 = 9\ V$$



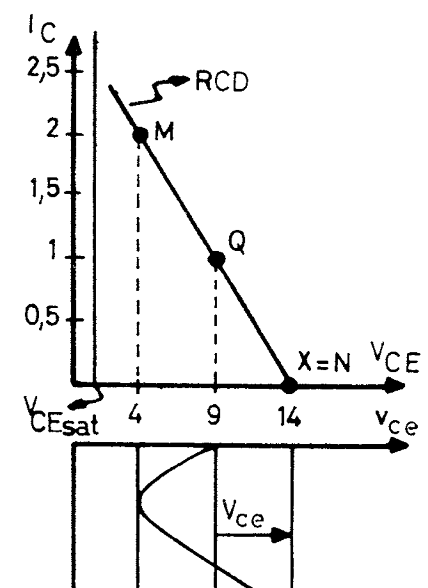


FIGURA 1.23.

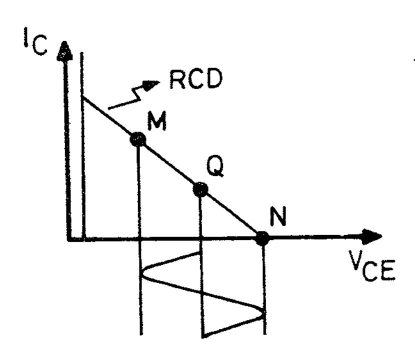
$R_d = R_C\ //\ R_L = 5\ K\Omega$ $\qquad \Delta I = -\ I_{CQ} = -\ 1\ mA$

$$\Delta V = -\ \Delta I\ .\ R_d = 10^{-3}\ .\ 5\ .\ 10^3 = 5\ V$$

De la FIGURA 1.23. $\quad I_c = 1\ mA$, $\ V_{ce} = 5\ V$

$$\frac{R_e}{\dfrac{R_B}{h_{FE_m}}} = \frac{1000}{\dfrac{5100}{50}} = \frac{1000\ .\ 5}{510} = \frac{5000}{510} \simeq 9{,}8 \quad \therefore \quad R_e = 9{,}8\,\frac{R_B}{h_{FE_m}}$$

La máxima excursión sin recorte corresponde a los puntos M y N de la FIGURA 1.23 Si ubicamos a M más cerca de la saturación (sobreexcitando), tendríamos recorte en la zona inferior, es decir en la de corte.



1.4.5. DADO Q DETERMINAR R_1 Y R_2:

DADO: $Q \begin{cases} I_{CQ} \\ V_{CEQ} \end{cases}$ Se puede plantear:

$$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Multiplicando la expresión de V_{BB} por R_1 se tiene:

$$V_{BB} \cdot R_1 = V_{CC} \frac{R_2 \cdot R_1}{R_2 + R_1} = V_{CC}\, R_B \quad \therefore \quad R_1 = \frac{V_{CC}}{V_{BB}} \cdot R_B \qquad \{1.15.\}$$

Y de la expresión de R_B se deduce :

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_B}{R_1 - R_B} \qquad \{1.16.\}$$

Problema:

Circuito de la FIGURA 1.20.

DATOS :

$I_{CQ} = 2{,}5$ mA
$V_{CEQ} = 3$ V
$V_{CC} = 15$ V

$R_L = 200$ KΩ
$R_e = 2{,}8$ KΩ
$h_{FE_T} = 200$
$h_{FE_m} = 100$

De la malla de salida de continua se obtiene:

$$V_{CC} \simeq I_{CQ} \cdot R_C + V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot R_e \quad \therefore$$

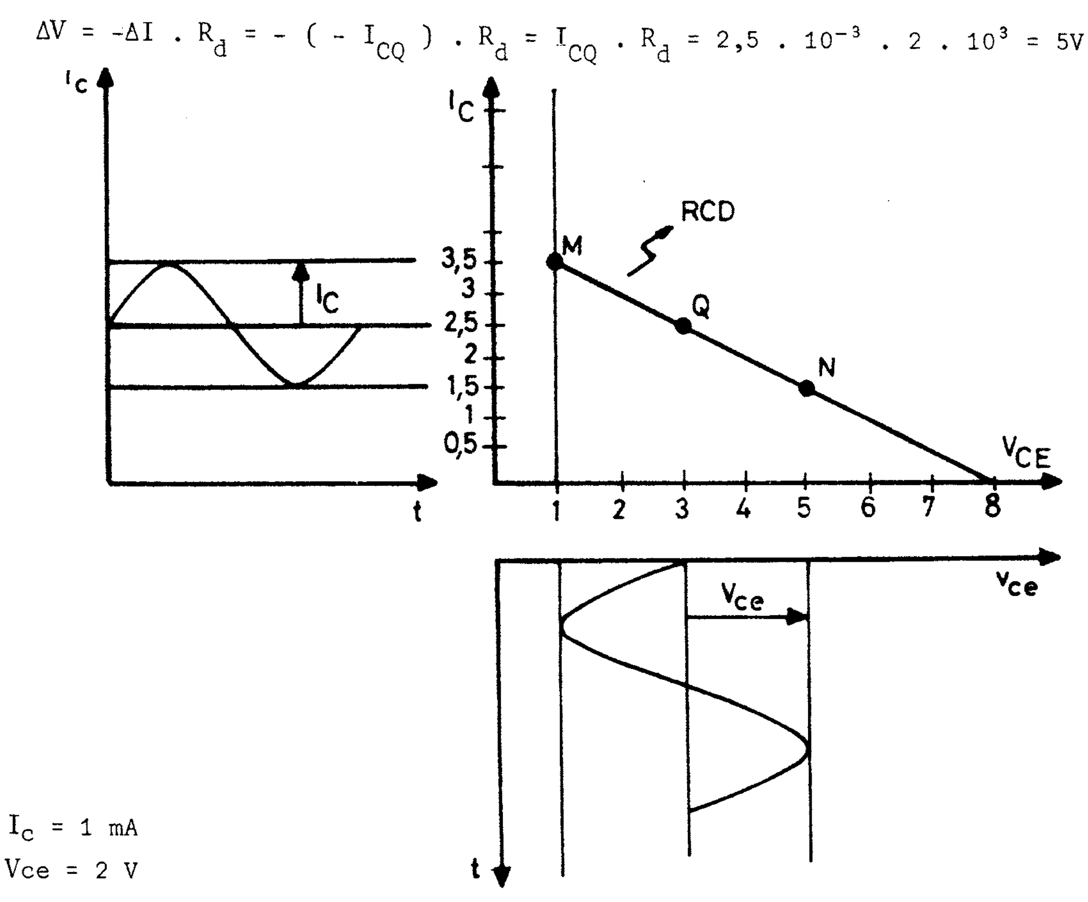
$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CEQ} - I_{CQ} \cdot R_e}{I_{CQ}} = \frac{15 - 3 - 2{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 2{,}8 \cdot 10^{3}-}{2{,}5 \cdot 10^{-3}} =$$

$$R_C = \frac{15 - 3 - 7}{2{,}5 \cdot 10^{-3}} = 2 \text{ K}\Omega$$

$$R_d = R_C \,||\, R_L = 2 \text{ K}\Omega \,//\, 200 \text{ K}\Omega \simeq 2 \text{ K}\Omega$$



$$\Delta V = -\Delta I \cdot R_d = -(-I_{CQ}) \cdot R_d = I_{CQ} \cdot R_d = 2{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^{3} = 5V$$



$I_c = 1$ mA

$Vce = 2$ V

Son las máximas excursiones sin recortes.

Como conviene hacer:

$$R_e = 10 \frac{R_B}{h_{FE_m}} \therefore R_B = \frac{R_e \cdot h_{FE_m}}{10} = \frac{2{,}8 \cdot 10^3 \cdot 100}{10} = 28 \ K\Omega$$

De la malla de entrada:

$$V_{BB} \simeq R_B \cdot I_{BQ} + V_{BE} + I_{CQ} \cdot R_e$$

$$V_{BB} = R_B \cdot \frac{I_{CQ}}{h_{FE_T}} + V_{BE} + I_{CQ} \cdot R_e$$

$$V_{BB} = \frac{28 \cdot 10^3 \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-3}}{200} + 0{,}7 + 2{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 2{,}8 \cdot 10^3$$

$$V_{BB} = 0{,}35 + 0{,}7 + 7 = 8{,}05 \ V$$

$$R_1 = \frac{V_{CC}}{V_{BB}} R_B = \frac{15 \cdot 28 \cdot 10^3}{8{,}05} \simeq 52 \ K\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_B}{R_1 - R_B} = \frac{52 \cdot 10^3 \cdot 28 \cdot 10^3}{(52 - 28) \cdot 10^3} = \frac{52 \cdot 28 \cdot 10^3}{24} \simeq 61 \ K\Omega$$

Adoptando valores normalizados: $R_1 = 56 \ K\Omega \quad R_2 = 68 \ K\Omega$

Podemos verificar ahora el circuito para ver si mantiene el punto Q prefijado, ob-

tenemos:

$R_B = 31\ K\Omega$ $V_{BB} = 8{,}22\ V$ $I_{CQ} = 2{,}54\ mA$ $V_{CEQ} = 2{,}8V$

Verificamos además: $$\frac{R_e}{\frac{R_B}{h_{FE_m}}} = 9{,}03$$

De haber adoptado: $R_1 = 47\ K\Omega$ $R_2 = 56\ K\Omega$ hubiésemos tenido:

$R_B = 25{,}5K\Omega$ $V_{BB} = 8{,}15\ V$ $I_{CQ} = 2{,}55\ mA$ $V_{CEQ} = 2{,}76\ V$

$$\frac{R_e}{\frac{R_B}{h_{FE_m}}} = 10{,}98$$

1.4.6. UBICACION DE Q SOBRE RCD PARA MAXIMA EXCURSION DE SEÑAL:

Sabemos que: $i_c = \frac{-v_{ce}}{R_d}$ referido a los ejes i_c , v_{ce}

Buscamos los valores óptimos de I_{CQ} y de V_{CEQ}, en el sentido de tener máxima excursión simétrica.
Gráficamente, apelando a la FIGURA 1.24., el análisis es el siguiente:
La ecuación de la RCD referida a los ejes totales es:

$$I_C - I_{CQ} = \frac{V_{CE} - V_{CEQ}}{-R_d} = \therefore \quad I_C = I_{CQ} - \frac{V_{CE} - V_{CEQ}}{R_d}$$

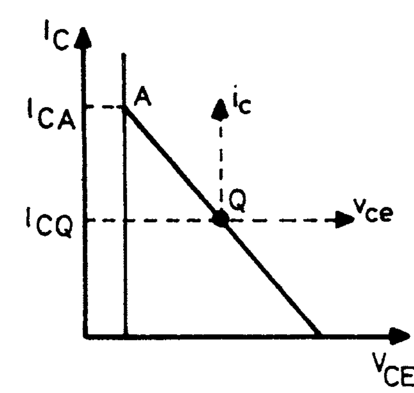


FIGURA 1.24.

Para el punto A se tiene:

$I_C = I_{CA}$ y $V_{CE} = V_{CE_{SAT}}$ y por lo tanto

$$I_{CA} = I_{CQ} + \frac{V_{CE_{SAT}} - V_{CEQ}}{-R_d} = 2\ I_{CQ}$$ para excursion simétrica.

$$\therefore I_{CQ} = \frac{V_{CEQ} - V_{CE_{SAT}}}{R_d} \quad \{1.17.\}$$

Recta que pasa por (0 , $V_{CE_{SAT}}$) y tiene pendiente igual a $\frac{1}{R_d}$

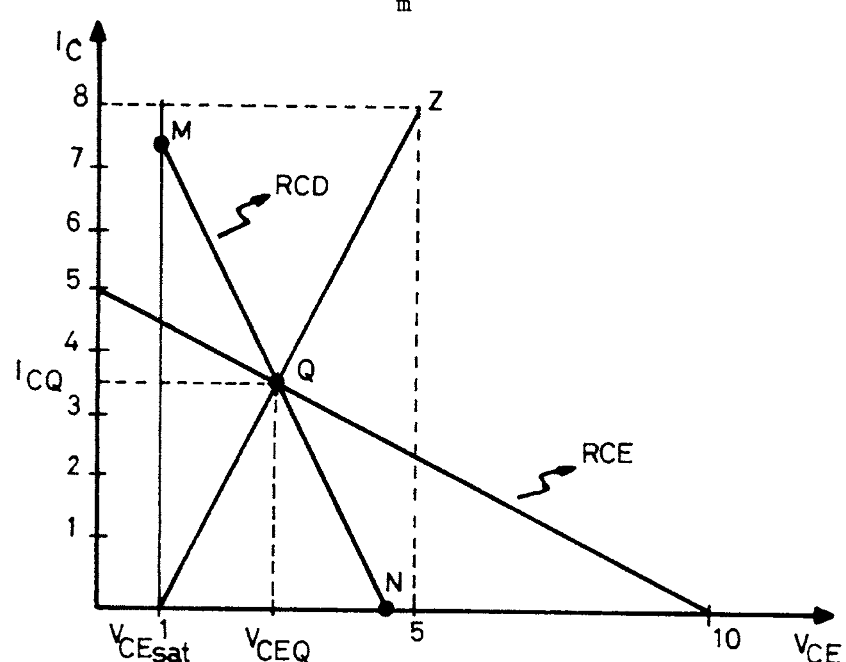


Entonces se traza 1°) la RCE y 2°) la recta de ecuación {1.17.}. La intersección da el punto Q simétrico.

Ejemplo:

$V_{CC} = 10$ V $R_C = R_L = R_e = 1$ KΩ $V_{CE_{SAT}} = 1$ V

$$R_e >> \frac{R_B}{h_{FE_m}}$$



1°)

RCE: $(0 , V_{CC}) = (0 , 10)$

$$\left(\frac{V_{CC}}{R_e + R_C} , 0 \right) = (5 \text{ mA} , 0)$$

2°) $R_d = R_C \,//\, R_L = 500\ \Omega$

$\Delta V = \Delta I \cdot R_d$ Adoptamos: $\Delta V = 4$ V $\therefore$ $\Delta I = \frac{\Delta V}{R_d} = \frac{4}{500} = 8$ mA

Desde $V_{CE_{SAT}} = 1$ V trazamos la ecuación {1.17.} tomando $\Delta V = 4$ V y luego $\Delta I = 8$ mA. Se obtiene el punto Z.

Unimos Z con $V_{CE_{SAT}}$. La intersección con la RCE nos da el punto Q.

Luego por el punto Q se traza la recta de carga dinámica de pendiente $-1/R_d$. La RCD queda dividida en dos partes iguales:

$$\overline{MQ} = \overline{QN}$$

1.5. POTENCIA:

La potencia de continua entregada por la fuente se disipa en los resistores y en el dispositivo activo.
A su vez, la energía de continua es modificada por el elemento activo al mismo ritmo que impone la excitación. Es por ello que resulta posible obtener una potencia de salida amplificada. Interesa calcular el rendimiento de la conversión CC a CA.

La potencia media desarrollada o entregada por un elemento cualquiera es:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T V \cdot I \cdot dt \qquad \{1.18.\}$$

Donde V e I son las corrientes y tensiones totales dadas por:

$$I = I_{AV} + i \qquad y \qquad V = V_{AV} + v$$

Con el subíndice AV se indicaron valores medios y con minúsculas las componentes alternas de valor medio nulo.

1.5.1. POTENCIA ENTREGADA POR LA FUENTE:

Los desarrollos de los puntos anteriores, corresponden a excitación senoidal y a forma de ondas de salida sin distorsión.
En este caso:

$$V = V_{CC} \qquad e \qquad I = I_{CQ} + i_c = I_{CQ} + I_c \cdot \cos \omega t$$

$$P_{CC} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{CC}\ (\ I_{CQ} + I_c \cdot \cos \omega t\ )\ dt$$

$$P_{CC} = \frac{1}{T} V_{CC} \cdot I_{CQ}\int_0^T dt + 0 = \frac{1}{T}\ V_{CC} \cdot I_{CQ} \cdot T = V_{CC} \cdot I_{CQ}$$

En realidad esta sería la potencia que entrega la fuente sin tener en cuenta la red de polarización.
En la FIGURA 1.25. vemos esa situación:

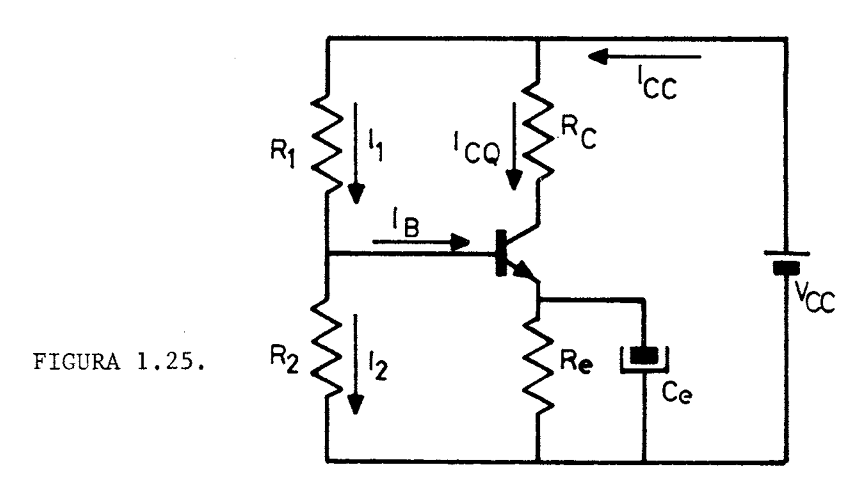


FIGURA 1.25.

$$I_2 = \frac{V_{BT}}{R_2} = \frac{V_{BE} + R_e \cdot I_{CQ}}{R_2} \qquad I_1 = I_2 + I_B \qquad I_{CC} = I_1 + I_{CQ}$$

$$P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CC} \qquad \{1.19.\} \qquad P_{CC} = V_{CC}\ (\ I_1 + I_{CQ}\ )$$

$$P_{CC} = V_{CC}\ (\ I_2 + I_B + I_{CQ}\ ) \qquad \{1.20.\}$$



1.5.2. POTENCIA DISIPADA EN LA CARGA:

La potencia disipada en la carga R_C es la potencia eficaz:

$$P_S = \frac{I_c}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{ce}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{ce} \cdot I_c}{2}$$

Siendo I_c y V_{ce} las amplitudes de las ondas de alterna.

1.5.3. POTENCIA DISIPADA EN COLECTOR:

La potencia media de contínua entregada por la fuente se disipa en potencia media de contínua en los resistores R_C y R_e y en potencia eficaz en la resistencia R_C. El resto de potencia que corresponde al balance energético se disipa en el transistor.

$$V_{CC} \cdot I_{CQ} = (R_C + R_e) \cdot I_{CQ}^2 + R_C \frac{I_c^2}{2} + P_{d_T}$$

$$\therefore \quad P_{d_T} = V_{CC} \cdot I_{CQ} - (R_C + R_e) I_{CQ}^2 - R_C \frac{I_c^2}{2}$$

Se ve que la P_{d_T} es máxima cuando no hay señal aplicada ($i_c = 0$).

$$P_{d_M} = V_{CC} \cdot I_{CQ} - (R_C + R_e) I_{CQ}^2$$

$$P_{d_M} = I_{CQ} \cdot (V_{CC} - (R_C + R_e) I_{CQ}) = I_{CQ} \cdot V_{CEQ} \qquad \{1.21.\}$$

La P_{d_M} se obtiene multiplicando los valores de contínua correspondientes al punto Q :((I_{CQ} y V_{CEQ}).

1.5.4. RENDIMIENTO DE CONVERSION:

Es el porcentaje de energía útil recogida en la salida respecto de la energía entregada por la guente.

$$\eta_{\%} = \frac{P_S}{P_{CC}} \cdot 100 \qquad \{1.22.\}$$

El rendimiento teórico máximo obtenible es del 50% cuando la corriente de colector circula durante 360°.

1.5.5. ETAPA ACOPLADA A R-C:

Sea el circuito de la FIGURA 1.26.



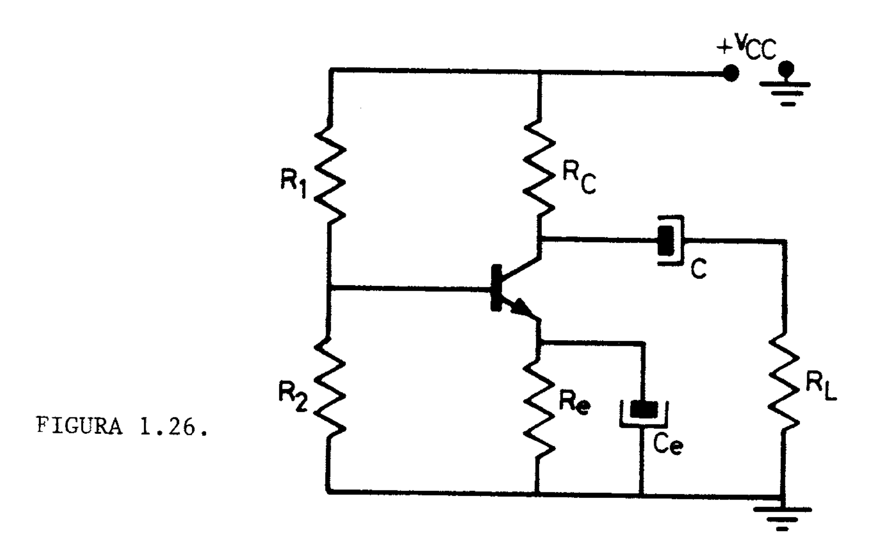


FIGURA 1.26.

El circuito de continua es el mismo de la FIGURA 1.25.
El circuito de alterna se ve en la FIGURA 1.27.

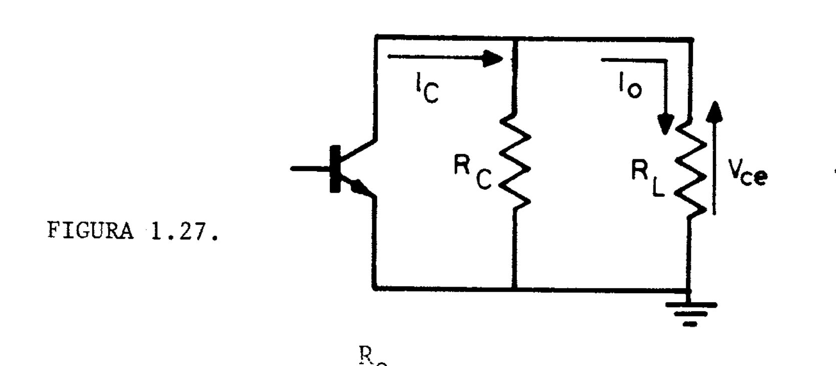


FIGURA 1.27.

$$I_0 = I_c \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

La potencia eficaz sobre la carga R_L es:

$$P_L = \frac{I_0 \cdot V_{ce}}{2} = \frac{V_{ce}}{2} \cdot I_c \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

Como:

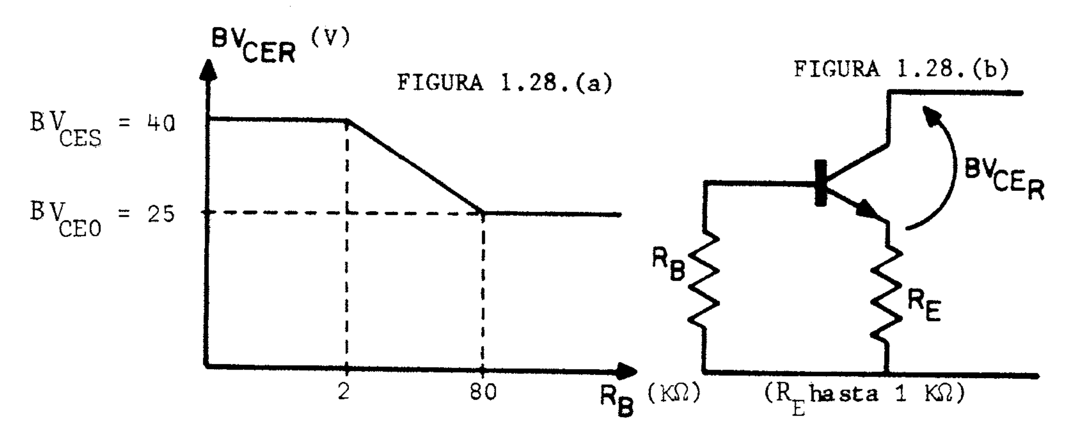
$$P_S = \frac{V_{ce} \cdot I_c}{2} \qquad\qquad P_L = P_S \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L} \qquad \{1.23.\}$$

1.6. CARACTERISTICAS DEL TRANSISTOR:

1.6.1. REGIMEN DE TENSIONES:

Para obtener elevadas potencias de salida conviene que V_{CC} sea elevada. Pero,por otra parte, se sabe que el transistor tiene un valor máximo admisible de V_{CE} (llamado BV_{CER} : tension de ruptura colector-emisor), a partir del cual el dispositivo se deteriora permanentemente.
En el manual de transistores de Si "SOT 54", para el transistor BF 199 se tienen los gráficos de las FIGURAS 1.28.(a) y 1.28.(b) en los cuales se tiene la $V_{CERmáx}$ (igual que BV_{CER}) en función de R_B.





La tensión de ruptura de 25 V corresponde a la condición de base abierta ($R_B = \infty$)
Es decir $BV_{CEO} = V_{CES_{máx}} = 25$ V.

La tensión de ruptura de 40 V corresponde a la condición de base en corto circuito (BV_{CES}) . $BV_{CES} = V_{CES_{máx}} = 40$ V para el BF 199.

Se puede demostrar que : $BV_{CES} \simeq BV_{CBO}$ siendo BV_{CBO} la máxima tensión inversa colector-base antes de llegar a la ruptura. (Producida por la multiplicación en avalancha de la corriente I_{CBO} que pasa por la unión) .

Para el transistor BC 337 o el BC 338 no hay un gráfico similar al de la FIGURA 1.28.(a), pero sí se especifican los valores de BV_{CES} y BV_{CEO}.

Para el BC 337 se tiene $BV_{CES} = 50$ V y $BV_{CEO} = 45$ V.

Para el BC 338 se tiene $BV_{CES} = 30$ V y $BV_{CEO} = 25$ V.

1.6.2. RELACION ENTRE LA TENSION DE ALIMENTACION Y LA TENSION DE RUPTURA:

Debido a los transitorios producidos en el encendido de la fuente conviene que:

$$V_{CC} \leq 0{,}75\ BV_{CEO}$$ para carga resistiva y algo menor para carga inductiva.

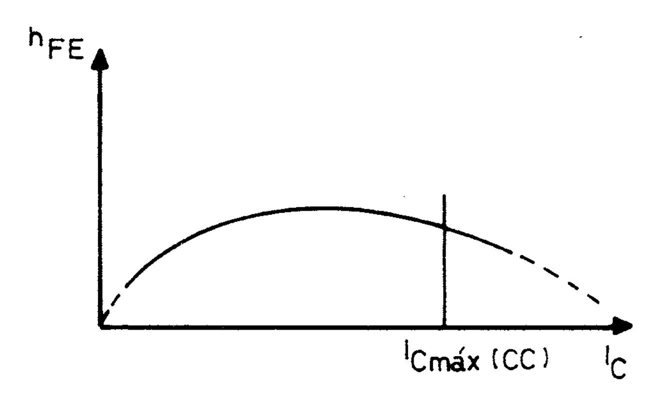
1.6.3. REGIMENES DE CORRIENTE:

El fabricante especifica dos límites máximos: uno corresponde a la máxima corriente de colector media y otro a la máxima corriente de pico que puede soportar en lapsos breves el transistor.
Por ejemplo, en el manual ya citado, se tiene para los transistores BC 547 a 549 las siguientes especificaciones:

Corriente de colector (CC) $I_{C_{máx}} = 100$ mA

Corriente de colector (valor pico) $I_{CM_{máx}} = 200$ mA

La especificación de máxima corriente no siempre es de índole destructiva. Puede ser destructiva o para que el h_{FE} no disminuya demasiado.



1.6.4. REGIMENES DE TEMPERATURA:

Una causa importante de variación del punto Q es la temperatura de trabajo del transistor.

La corriente de saturación inversa de la juntura C-B la llamamos I_{CBO}. A 25°C para el Ge esta corriente es del orden de los μA y para el Si del orden de los nA. La variación de I_{CBO} con la temperatura es prácticamente igual para el Ge y el Si. Pero debido al menor valor absoluto de I_{CBO}, el Si se usa hasta unos 200°C, mientras que el Ge sólo hasta 100 °C.

Si para 25 °C hacemos $I_{CBO} = I_{CBO_1}$ y para una temperatura final mayor hacemos $I_{CBO} = I_{CBO_2}$ se tiene:

$$I_{CBO_2} = I_{CBO_1} \cdot \{ e^{K' \cdot (T_2 - T_1)} \} = I_{CBO_1} \cdot e^{K' \cdot \Delta T} \qquad \{1.25.\}$$

donde: $K' \simeq 0,07 \ (1/°C)$

Si no se trabaja con temperaturas muy elevadas, I_{CBO} se duplica aproximadamente cada 10 °C.

Si $I_{CBO_1} = 10$ nA para 25 °C, podemos evaluar I_{CBO_2} así:

T (°C)	I_{CBO} (nA)	
25	10	⟹ I_{CBO_1}
35	20	
45	40	
55	80	
65	160	⟹ I_{CBO_2}

$$\Delta I_{CBO} = I_{CBO_2} - I_{CBO_1} = 160 - 10 = 150 \text{ nA}$$

El aumento de I_{CBO} produce un aumento de I_{CQ}.

$$I_{CQ}\uparrow = h_{FE} \cdot I_B + (1 + h_{FE}) \cdot I_{CBO}\uparrow \qquad \text{donde} \quad h_{FE} \simeq \beta$$

Otro parámetro que varía con la temperatura es la tensión B-E (V_{BE}).

La tensión V_{BE} disminuye linealmente con la temperatura de acuerdo con la relación:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE_2} - V_{BE_1} = - K \ (T_2 - T_1) \qquad \{1.26.\}$$

donde $T_2 > T_1$ K varía entre 1,5 y 2,5 mV/°C.

Se usa el valor de:



$2{,}5\ \frac{mV}{°C}$ para colocarse en la situación más desfavorable.

Si $\Delta T = 40\ °C$ y si $K = 2{,}5\ \frac{mV}{°C}$ se tiene:

$$\Delta V_{BE} = -K \cdot \Delta T = -2{,}5\ \frac{mV}{°C} \cdot 40\ °C = -100\ mV = -0{,}1\ V$$

$$\left.\begin{array}{l} V_{BE} = 0{,}7\ V\ \ (25\ °C) \\ V_{BE} = 0{,}6\ V\ \ (65\ °C) \end{array}\right\}\ \Delta T = 40\ °C$$

Este efecto de la variación de V_{BE} con la temperatura también produce un aumento de I_{CQ}. Recordemos que de la FIGURA 1.18.

$$I_{CQ}\uparrow = \frac{V_{BB} - V_{BE}\downarrow}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE}}}$$

Si V_{BE} disminuye, la I_{CQ} aumenta.
En el Si es más importante el efecto de aumento de I_{CQ} por disminución de V_{BE} que por aumento de I_{CBO}. En el Germanio ocurre lo contrario.
h_{FE} aumenta también con la temperatura sobre todo en el Si.
El aumento de h_{FE} puede ser del orden del 50 % para incrementos de temperatura de 40 a 50 °C.

$$I_{CQ}\uparrow = h_{FE}\uparrow \cdot I_B + (1 + h_{FE}\uparrow) \cdot I_{CBO}$$

Produce también un aumento de I_{CQ}.
Este efecto ya hemos visto se apantalla haciendo: $R_e \simeq 10\ \frac{R_B}{h_{FE_m}}$

1.6.5. REGIMENES DE DISIPACION:

Los fabricantes de transistores especifican que la juntura colectora puede soportar hasta una cierta temperatura (llamada temperatura máxima de la juntura: $T_{j_{máx}}$), a partir de la cual se deteriora.
Para el BC 327 se tiene: temperatura $T_{j_{máx}} = 150\ °C$.
T_j depende de las corrientes y tensiones a través de la juntura, es decir, de la potencia que disipa la unión.
La temperatura de la juntura, en ausencia de corriente, debe ser igual a T_a (temperatura ambiente del recinto donde está ubicado el transistor).
Al existir conducción de corriente al valor de T_a se le suma una cantidad proporcional a la potencia que disipa el transistor. Es decir:

$$T_j = T_a + \theta_{ja} \cdot P_d \quad \therefore \quad P_d = \frac{T_j - T_a}{\theta_{ja}} \qquad \{1.27.\}$$

donde la cte de proporcionalidad θ_{ja} es la resistencia térmica entre juntura y medio ambiente, cuya unidad es: (°C/W)
Para el BC 337 la resistencia térmica desde la juntura al ambiente al aire libre es:

$$\theta_{ja} = R_{th\ ja} = 0{,}2\ °C/mW = 200\ °C/W$$

Cuanto menor sea θ_{ja}, mayor será la capacidad de disipación del transistor.
Puede hacerse una analogía eléctrica para estudiar estos problemas térmicos. Se

puede considerar a P_d como un generador de corriente constante, al efecto del calor retenido por la juntura como una capacitancia C y a la oposición de la transferencia de ese calor al medio ambiente como una resistencia eléctrica θ_{ja}. Lo que puede apreciarse en la FIGURA 1.29.

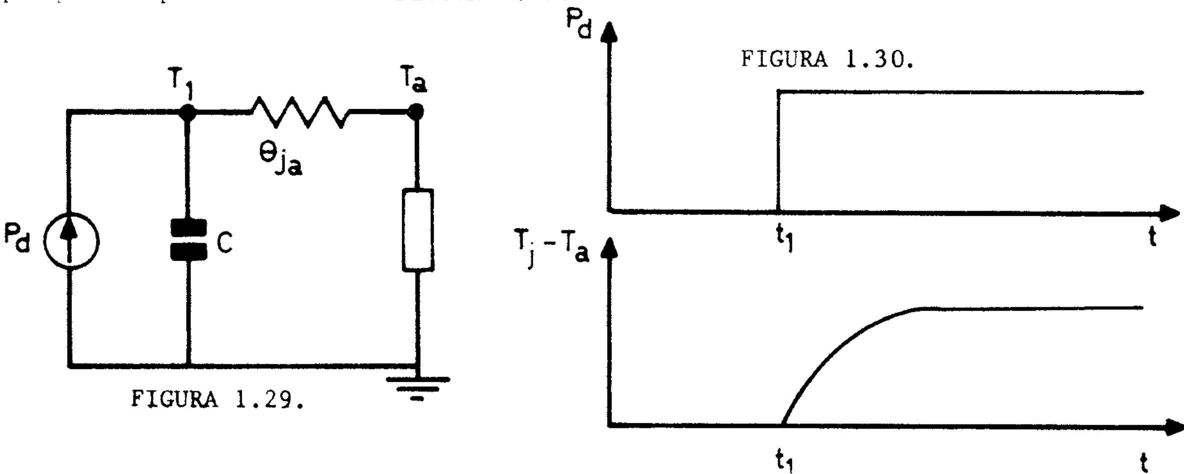


FIGURA 1.29.

FIGURA 1.30.

Las temperaturas T_j y T_a se consideran como potenciales eléctricos respecto de la temperatura cero (masa).
Si se aplica un régimen de potencia P_d por medio de un escalón, la diferencia de potencial $T_j - T_a$ crecerá gradualmente siguiendo la ley exponencial de los circuitos eléctricos. FIGURA 1.30.

$$T_j - T_a = \theta_{ja} \cdot P_d \cdot \left(1 - e^{-\frac{t - t_1}{\theta_{ja} \cdot C}} \right) \qquad \{1.28.\}$$

Para $t \longrightarrow \infty$ (régimen permanente), se obtiene:

$T_j - T_a = \theta_{ja} \cdot P_d$ que coincide con la ecuación {1.27.}

En el manual de Fapesa vemos que para los transistores BD 135, 137 y 139 se especifica la resistencia térmica:

Desde la juntura al ambiente, al aire libre : $\theta_{ja} = 100$ °C/W

Desde la juntura a la base de montaje : $\theta_{jc} = 10$ °C/W

El subíndice "c" corresponde a carcaza.

$$\theta_{ja} = \theta_{jc} + \theta_{ca}$$

Como vimos arriba θ_{jc} viene especificado por el fabricante y puede variar entre 50 °C/W a 1 °C/W para transistores de potencia y de 50 °C/W a 700 °C/W para transistores de bajo nivel. Los valores de θ_{ca} dependen de la cápsula usada.
Incorporando la carcaza y en régimen permanente, tenemos el circuito de la FIGURA 1.31. (para el BD 135).

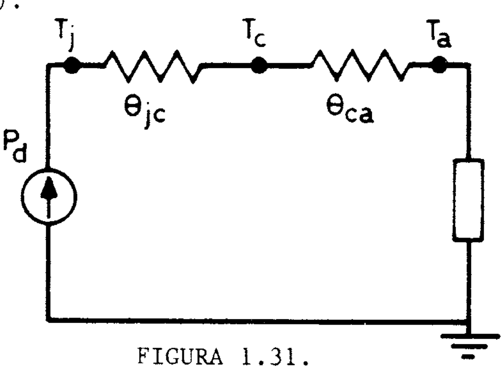


FIGURA 1.31.



$\theta_{jc} = 10\ °C/W$ $\theta_{ca} = 90\ °C/W$

En el manual mencionado se tiene disipación total de potencia hasta:

$$T_{mb} = T_C = 70\ °C \longrightarrow Pd_{máx} = 8\ W \quad y \quad Tj_{máx} = 150\ °C$$

Verifiquemos:

$$P_d = \frac{Tj_{máx} - T_C}{\theta_{jc}} = \frac{150\ °C - 70\ °C}{10\ °C/W} = \frac{80}{10} = 8\ W$$

Pero supongamos ahora que $T_a = 50\ °C$.

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{\theta_{ja}} = \frac{T_j - T_a}{\theta_{jc} + \theta_{ca}} = \frac{150 - 50}{100}\ W = 1\ W$$

Sólo puede disipar 1 W respecto a los 8 W que especificaba el fabricante. Pero esa especificación era válida para $T_C = 70\ °C$.
Veamos cuánto vale T_C para $T_a = 50\ °C$.

$$T_j - T_c = \theta_{jc} \cdot P_d \quad \therefore \quad T_c = T_j - \theta_{jc} \cdot P_d = 150 - 10 \cdot 1 = 140\ °C$$

La temperatura de la carcaza es de 140 °C y no de 70 °C.
Vemos que el alto valor de θ_{ca} respecto de θ_{jc} invalida el uso del dispositivo.
Para solucionar el problema colocamos una resistencia baja en paralelo con θ_{ca}.
Esa baja resistencia se obtiene usando un disipador.
Si el colector está conectado a la base de montaje y ésta debe estar eléctricamente aislada del disipador, se debe colocar por ejemplo mica entre éstos para tal fin. Además conviene agregar grasa siliconada para aumentar la superficie de contacto. Todo ésto configura una cierta resistencia térmica (entre carcaza y disipador), y en serie con esa resistencia térmica se tiene la del disipador, según puede observarse en la FIGURA 1.32.

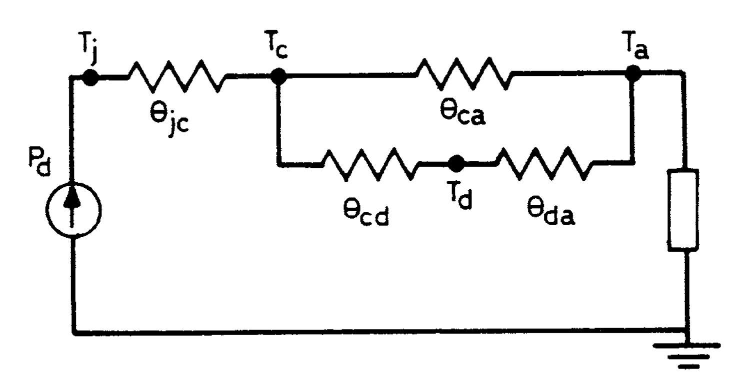


FIGURA 1.32.

Como $\theta_{ca} \gg \theta_{cd} + \theta_{da}$, se desprecia la acción de θ_{ca}.
Queda prácticamente un circuito con tres resistencias en serie: θ_{jc}, θ_{cd} y θ_{da}.
Generalmente θ_{cd} se aproxima a 3 °C/W y si θ_{da} se construye de manera que $\theta_{da} = 7\ °C/W$, se tiene para el BD 135:

$$\theta_{ja} = \theta_{jc} + \theta_{cd} + \theta_{da} = 10\ °C/W + 3\ °C/W + 7\ °C/W = 20\ °C/W$$

La potencia máxima que se puede disipar con el BD 135 es:

$$Pd_M = \frac{Tj_M - T_a}{\theta_{ja}} = \frac{150\ °C - 50\ °C}{20\ °C/W} = 5\ W$$

para $T_a = 50\ °C$ y el disipador mencionado.

El diseño del disipador se puede realizar con la ayuda de ábacos.



1.6.6. RELACION ENTRE V_{CEQ} y V_{CC}:

Para evitar el corrimiento o embalamiento térmico se puede demostrar que es condición suficiente que se cumpla:

$$V_{CEQ} \leq \frac{V_{CC}}{2} \qquad \{1.29.\}$$

Esta condición no puede cumplirse si la carga es un transformador o la R_{EST} es de bajo valor.
Es imprescindible entonces mantener pequeños los factores de estabilidad (discutidos luego), para que $I_{CQ} \simeq$ cte.



1.6.7. ANALISIS DE UNA ETAPA CON SEÑALES FUERTES:

Sea el circuito de la FIGURA 1.34.

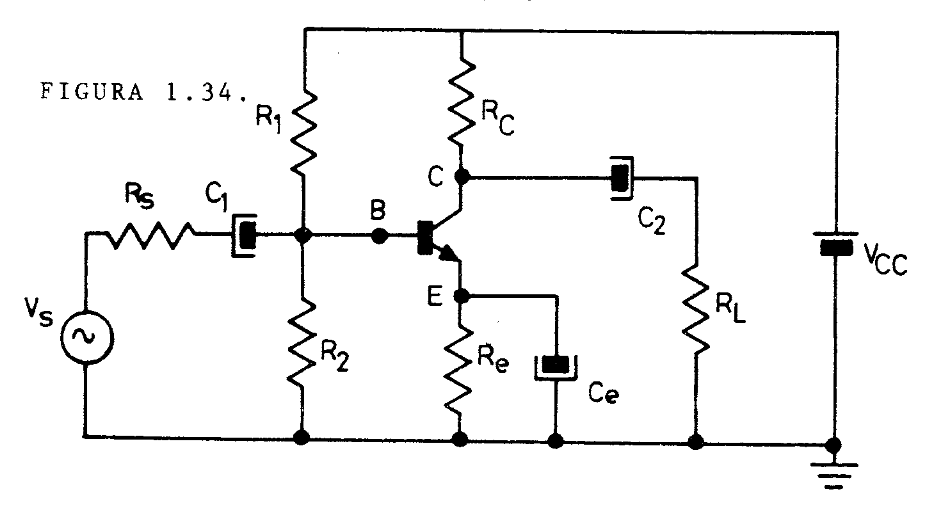


FIGURA 1.34.

DATOS :

$R_1 = 2200\ \Omega$	$R_L = 100\ \Omega$
$R_2 = 270\ \Omega$	$V_{CC} = 32$ V
$R_C = 390\ \Omega$	$T_a = 45$ °C
$R_e = 50\ \Omega$	BC 337

a)

$$\frac{V_{CC}}{BV_{CEO}} = \frac{32}{45} = 0{,}71$$

Correcto, ya que $V_{CC} \simeq 0{,}65$ a $0{,}75\ BV_{CEO}$

b)

$$V_{BB} = V_{CC}\,\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 32\,\frac{270}{270 + 2200} = \frac{32\ .\ 270}{2470} \simeq 3{,}5\ \text{V}$$

$$R_B = \frac{R_1\ .\ R_2}{R_1 + R_2} = \frac{270\ .\ 2200}{2470} = 240\ \Omega$$

c) Determinación de Q a 25 °C:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE_T}}} = \frac{3{,}5 - 0{,}7}{50 + \frac{240}{170}} = \frac{2{,}8}{51{,}4} \simeq 55\ \text{mA}$$

h_{FE_T} se obtiene examinando el gráfico en el manual correspondiente.



$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_e) = 32 - 55 \, . \, 10^{-3} (390 + 50) \simeq 8 \text{ V}$$

$$\frac{R_e}{R_B / h_{FE_m}} = \frac{50}{240 / 100} = \frac{50 \, . \, 100}{240} = \frac{5000}{240} \simeq 21$$

Correcto para apantallar los cambios de h_{FE}

d) $P_{d_M} = I_{CQ} \, . \, V_{CEQ} = 55 \, . \, 10^{-3} \, . \, 8 = 440\text{mW}$

La potencia que puede disipar el transistor es:

$$P_{d_T} = \frac{T_{jM} - T_a}{\Theta_{ja}} = \frac{150 - 45}{0{,}2} = 525\text{mW}$$

Resultado: $P_{d_M} < P_{d_T}$, correcto.

e)Tomamos,por razones de seguridad,una $V_{CE_{SAT}} = 2\text{V} >> 0{,}7\text{V}$
(especificación del fabricante)

f)

$$R_d = \frac{R_C \, . \, R_L}{R_C + R_L} = \frac{390 \, . \, 100}{490} \simeq 80\Omega \quad , \quad \Delta V = - \Delta I \, . \, R_d$$

$$\Delta V = - (- 55 \, . \, 10^{-3}).80 = 4{,}4 \text{ V}$$

g)Trazamos la RCE, la RCD, ubicamos los puntos de máxima excursión de señal sin recorte M y N y calculamos la potencia de salida sobre R_d

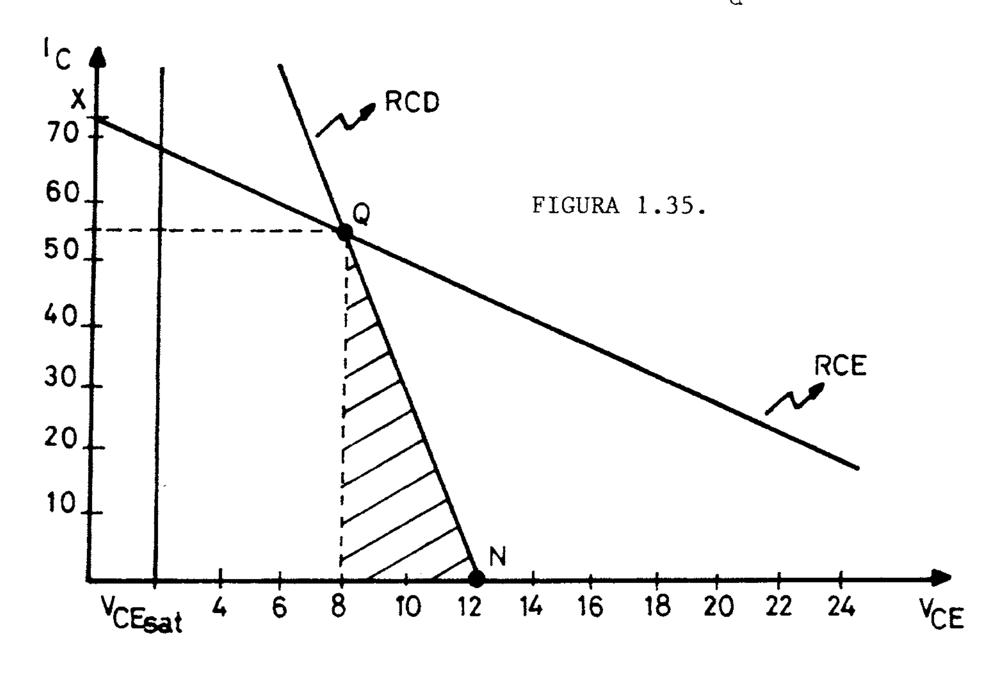


FIGURA 1.35.

Para determinar la RCE podemos hallar:

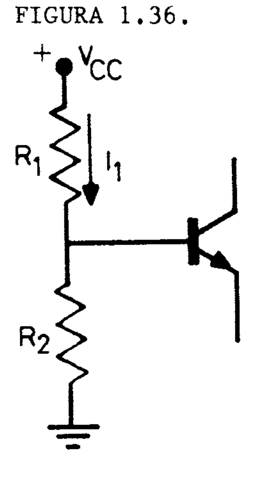
$$\frac{V_{CC}}{R_C + R_e} = \frac{32}{440} \simeq 73\text{mA}$$ (punto X). Uniendo X con Q se tiene la RCE.

$$P_S = \text{superficie del triángulo sombreado} = \frac{55 \, . \, 10^{-3} \, . \, 4{,}4}{2} = 121\text{mW}$$

h) Potencia desarrollada por R_L

$$P_L = P_S \frac{R_C}{R_C + R_L} = 121\text{mW} \frac{390}{490} \simeq 96\text{mW}$$

FIGURA 1.36.



i) Cálculo de la corriente I_1;

Suponiendo despreciable la corriente de base :

$$I_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{32}{2470} = 13 \text{ mA}$$

Verifiquemos que la corriente de base se puede despreciar:

$$I_{BM} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE_m}} = \frac{55 \cdot 10^{-3}}{100} = 550 \ \mu\text{A}$$

j) Cálculo de la potencia continua entregada por la fuente:

$$P_{CC} = V_{CC} (I_{CQ} + I_1) = 32 \cdot (55 \cdot 10^{-3} + 13 \cdot 10^{-3}) \simeq 2{,}2 \text{ W}$$

k) Rendimiento de la conversión continua - carga útil:

$$\eta \% = \frac{P_L}{P_{CC}} \cdot 100 = \frac{96 \cdot 10^{-3}}{2{,}2} \cdot 100 = \frac{9{,}6}{2{,}2} \simeq 4.35\%$$

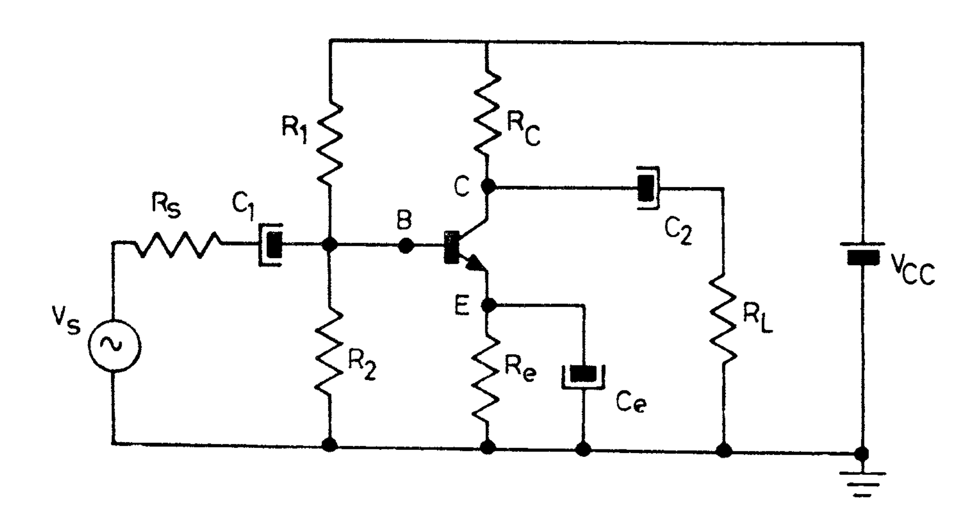
i) Rendimiento de la conversión continua - potencia de salida:

$$\eta \% = \frac{P_S}{P_{CC}} = 100 = \frac{121 \cdot 10^{-3}}{2{,}2} \cdot 100 = \frac{12{,}1}{2{,}2} = 5{,}5\%$$

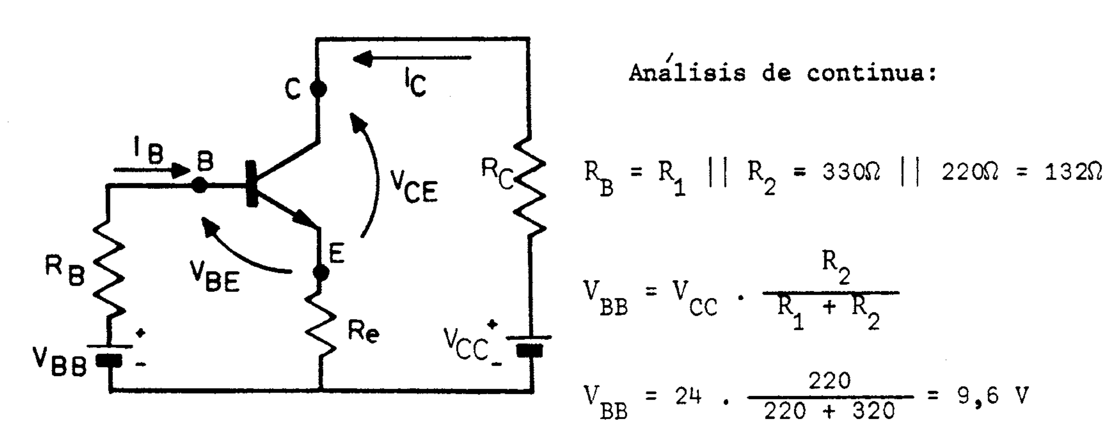
1.6.8. CALCULO DE UN DISIPADOR:

DATOS :

$R_1 = 330\ \Omega$	$R_2 = 220\ \Omega$	$R_e = 22\ \Omega$	$R_C = 15\ \Omega$
$T_a = 70\ °C$	$V_{CC} = 24\ V$	BD 137	





Análisis de continua:

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = 330\Omega \parallel 220\Omega = 132\Omega$$

$$V_{BB} = V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{BB} = 24 \cdot \frac{220}{220 + 320} = 9{,}6 \text{ V}$$

$$I_{CQ} \approx \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e} = \frac{9{,}6 - 0{,}7}{22} = 0{,}4 \text{ A}$$ (Del manual h_{FE} (400mA) ≈ 80)

$$\therefore \quad I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE}}} = \frac{9{,}6 - 0{,}7}{22 + \frac{132}{80}} = 376 \text{ mA}$$ (h_{FE} (380mA) ≈80)

$$\therefore \quad V_{CE} = V_{CC} - V_{CQ} \, (R_C + R_e) = 24 - 376 \, . \, 10^{-3} \, (15 + 22) = 10 \text{ V}$$

Potencia máxima que debe disipar el transistor:

$$P_{dT} = I_{CQ} \cdot V_{CEQ} = 0{,}376 \text{ A} \cdot 10 \text{ V} = 3{,}76 \text{ W}$$

Potencia máxima que puede disipar el transistor:

Del manual
$T_{j_{MAX}} = 150^0C$
$\theta_{ja} = 100^0C/W$

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{\theta_{ja}} = \frac{(150 - 70)^0C}{100^0C/W} = 800 \text{ mW}$$

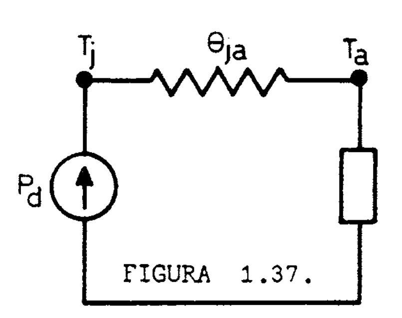


FIGURA 1.37.

Como : $P_{dT} > P_d$, debo USAR DISIPADOR , de modo tal que puedan disiparse 4 W.

Del manual $\theta_{jc} = 10^0 C/W$

Adoptamos $\theta_{cd} = 2^0 C/W$

$$\theta_{da} = \frac{T_j - T_a}{P_d} - (\theta_{jc} + \theta_{cd})$$

$$\theta_{da} = \frac{150^0C - 70^0C}{4 \text{ W}} - (10 + 2)^0C/W = 8^0C/W$$

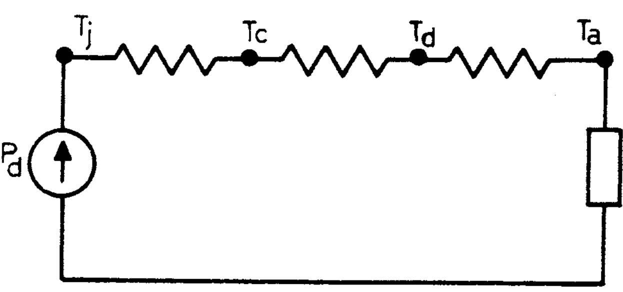
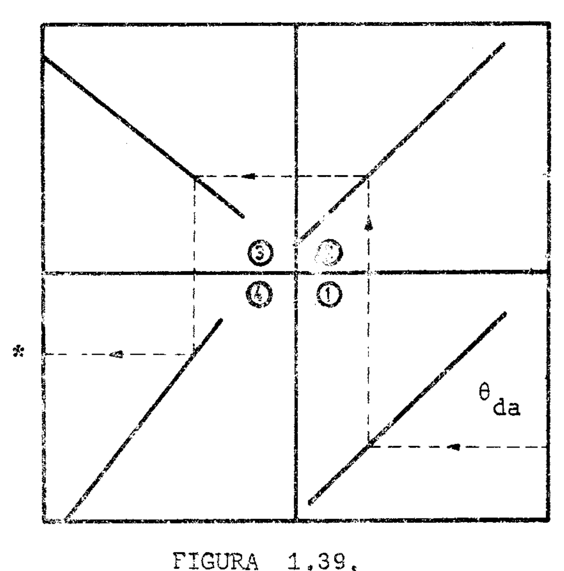


FIGURA 1.38.

Del gráfico de disipador , obtenemos:



1 Posición y clase de superficie

2 Disipación de potencia

3 Espesor

4 Tipo de encapsulado

* Area del disipador plano

FIGURA 1.39.

Para un disipador : PLANO ; BRILLANTE HORIZONTAL ; ESPESOR (2 mm) ; ENCAPSULADO SOT 32

AREA DEL DISIPADOR = 90 Cm^2

1.7. FACTORES DE ESTABILIZACION:

Para evaluar y comparar las propiedades de cada circuito, en cuanto a estabilidad de la polarización, se definen factores de estabilidad S para cada parámetro del sistema.

Como: $I_{CQ} = f\ (\ I_{CBO}\ ,\ V_{BE}\ ,\ h_{FE}\ ,\ \ldots\ )$

Su diferencial es: $$d\ I_{CO} = \left(\frac{\partial I_{CQ}}{\partial I_{CBO}}\right) d\ I_{CBO} + \left(\frac{\partial I_{CQ}}{\partial V_{BE}}\right) d\ V_{BE} + \left(\frac{\partial I_{CQ}}{\partial h_{FE}}\right) d\ h_{FE}$$

{1.30.}

Si los cambios son pequeños, podemos reemplazar los diferenciales por incrementos. Además, en este caso, se puede suponer que el sistema se comporta linealmente y por lo tanto se aplica el principio de superposición.

Se definen los factores de estabilidad como:

$$S_I = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial I_{CBO}} = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta I_{CBO}}\ ,\quad S_V = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial V_{BE}} = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta V_{BE}}\ ,\quad Sh_{FE} = \frac{\partial I_{CQ}}{\partial h_{FE}} = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta h_{FE}}$$

$$\Delta I_{CQ} = S_I\ .\ \Delta I_{CBo} + S_V\ .\ \Delta V_{BE} + Sh_{FE}\ .\ \Delta h_{FE} + \ldots \qquad \{1.31.\}$$

Como: $I_C = h_{FE}\ .\ I_B + (\ 1 + h_{FE}\ )\ I_{CBO}$

al considerar variable a I_{CBO} y constantes a los demás parámetros (V_{BE} , h_{FE} , ...) , se tiene:

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} = h_{FE}\frac{\Delta I_B}{\Delta I_{CBO}} + (1 + h_{FE}) = h_{FE}\frac{\Delta I_B}{\Delta I_C}\cdot\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} + (1 + h_{FE})$$

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}}\cdot\left(1 - h_{FE}\frac{\Delta I_B}{\Delta I_C}\right) = (1 + h_{FE}) \quad \therefore \quad \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} = \frac{1 + h_{FE}}{1 - h_{FE}\frac{\Delta I_B}{\Delta I_C}}$$

$$S_I = \frac{1 + h_{FE}}{1 - h_{FE}\frac{\Delta I_B}{\Delta I_C}} \qquad \{1.32.\}$$

1.7.1. POLARIZACION POR DIVISOR Y R_e:

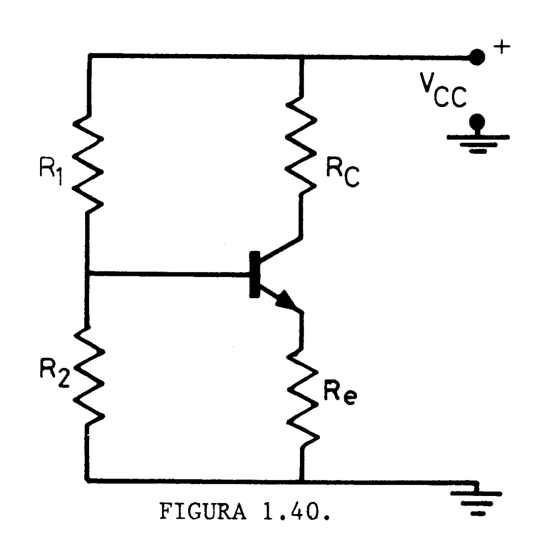


FIGURA 1.40.

Aplicando Thevenin

$$V_{BB} = V_{CC}\frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad y \quad R_B = R_1 \parallel R_2$$

En la malla de entrada:

$$V_{BB} = R_B I_B + R_e (I_B + I_C) + V_{BE}$$

$$V_{BB} = (R_B + R_e) I_B + R_e I_C + V_{BE}$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE} - R_e I_C}{R_B + R_e}$$

$$\therefore \frac{\Delta I_B}{\Delta I_C} = -\frac{R_e}{R_B + R_e} \qquad \{1.33.\}$$

Reemplazando en la ecuación{1.32.} se tiene:

$$S_I = \frac{1 + h_{FE}}{1 + h_{FE}\frac{R_e}{R_B + R_e}} \qquad \{1.34.\}$$

Recordemos que para el circuito de la FIGURA 1.40. se obtuvo:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE}}}$$

Si queremos hallar S_V, el parámetro variable es V_{BE} y los parámetros I_{CBO} y h_{FE} permanecerán constantes.

Llamamos:

$$D = R_e + \frac{R_B}{h_{FE}}$$

Con lo cual:

$$S_V = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta V_{BE}} = -\frac{1}{D} \qquad \{1.35.\}$$

Se puede calcular que:



$$S_{h_{FE}} = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta h_{FE}} = \frac{I_{CQ1}}{h_{FE1}} \cdot \frac{R_B + R_e}{R_B + h_{FE2} \cdot R_e} \quad \{1.36.\}$$

donde el subíndice 1 corresponde a 25 °C o bien al h_{FE_m} y el subíndice 2 corresponde al h_{FE_2} dependiente de la temperatura ambiente final o bien del h_{FE_M} .

1.7.2. ANALISIS DE VARIACIONES DE I_{CQ} POR TEMPERATURA:

$$\Delta I_{CQ} = S_I \cdot \Delta I_{CBO} + S_V \cdot \Delta V_{BE} + S_{h_{FE}} \cdot \Delta h_{FE}$$

Ya hemos visto como se calculan ΔI_{CBO} y ΔV_{BE} .
Δh_{FE} en función de la temperatura se puede obtener considerando un incremento de h_{FE2} respecto de h_{FE1} para un ΔT del orden de 50 ^{0}C.
Es decir:

$$\Delta h_{FE_2} = 1{,}5\ h_{FE_1} \quad \therefore \quad h_{FE} = h_{FE_2} - h_{FE_1} = 1{,}5\ h_{FE_1} - h_{FE_1} = 0{,}5\ h_{FE_1}$$

Es decir que al pasar la T desde 25 °C a 75 °C el h_{FE} se incrementa en un 50 %.

$$\Delta I_{CQ} = \Delta I_{CQ}\Big|_{I_{CBO}} + \Delta I_{CQ}\Big|_{V_{BE}} + \Delta I_{CQ}\Big|_{h_{FE}} \quad \{1.37.\}$$

donde:

$$\Delta I_{CQ}\Big|_{I_{CBO}} = S_I \cdot \Delta I_{CBO} \;,\quad \Delta I_{CQ}\Big|_{V_{BE}} = S_V \cdot \Delta V_{BE} \;,\quad \Delta I_{CQ}\Big|_{h_{FE}} = S_{h_{FE}} \cdot \Delta h_{FE} \quad \{1.38.\}$$

1.7.3. ANALISIS DE LA VARIACION DE I_{CQ} POR INCORRECTA REGULACION DE LA FUENTE DE ALIMENTACION:

$$S_{V_{CC}} = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta V_{CC}} \;,\quad I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{D} = \frac{V_{CC}\dfrac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE}}{D}$$

$$S_{V_{CC}} = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \{1.39.\} \;,\quad \Delta I_{CQ}\Big|_{V_{CC}} = S_{V_{CC}} \cdot \Delta V_{CC}$$

Siendo ΔV_{CC} la variación de la tensión de salida de la fuente de alimentación respecto de la nominal.

1.7.4. ANALISIS DE VARIACIONES DE Q DEBIDO A LA TOLERANCIA DE R_e :

ΔR_e es la variación de R_e debido a su tolerancia.

Como:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE}}} \quad \therefore \quad S_{R_e} = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta R_e} = \frac{-(V_{BB} - V_{BE})}{\left(R_e + \frac{R_B}{h_{FE}}\right)^2}$$

$$S_{R_e} = \frac{-(V_{BB} - V_{BE})}{D^2} \quad \{1.40.\} \qquad , \qquad \Delta I_{CQ}\Big|_{R_e} = S_{R_e} \cdot \Delta R_e \quad \{1.41.\}$$

1.7.5. DETERMINACION SOBRE LA RECTA DE CARGA ESTATICA DE LOS PUNTOS EXTREMOS Q_1 y Q_2 :

Q_1 es el punto Q más cercano al eje de absisas.
Q_2 es el punto Q más cercano al eje de saturación.

Para llegar a ubicar a Q_1 y Q_2 , previamente vamos a ubicar los puntos Q_m y Q_M que corresponden a h_{FE_m} y h_{FE_M} .

Es decir que se trabaja con la variación de I_{CQ} respecto de h_{FE} ocasionada por dispersión de fabricación y no con la variación de h_{FE} por temperatura.

La primera variación es superior a la segunda. Esta es la razón.

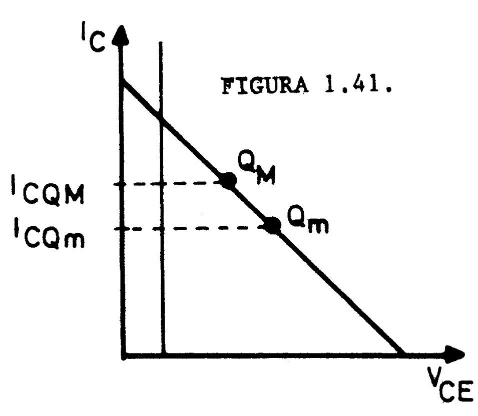


FIGURA 1.41.

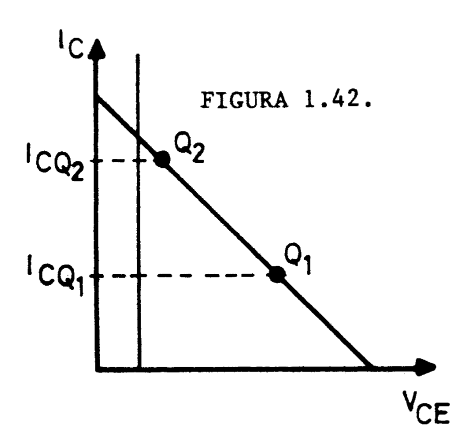
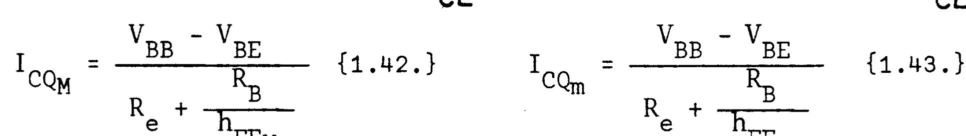
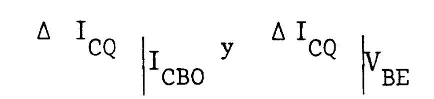


FIGURA 1.42.



$$I_{CQ_M} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE_M}}} \quad \{1.42.\} \qquad I_{CQ_m} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE_m}}} \quad \{1.43.\}$$



$\Delta I_{CQ}\Big|_{I_{CBO}}$ y $\Delta I_{CQ}\Big|_{V_{BE}}$ ocasionan desplazamientos hacia arriba de los puntos Q_m y Q_M , si son variaciones originadas por aumentos de la temperatura.

$\Delta I_{CQ}\Big|_{V_{CC}}$ y $\Delta I_{CQ}\Big|_{R_e}$ ocasionan desplazamientos de Q_m y Q_M tanto hacia arriba como hacia abajo ya que ΔV_{CC} y ΔR_e pueden tener variaciones positivas o negativas.

Para ubicar la posición más desfavorable de Q_1 se tiene:

$$I_{CQ_1} = I_{CQ_m} + \Delta I_{CQ}\Big|_{I_{CBO}} + \Delta I_{CQ}\Big|_{V_{BE}} - \Delta I_{CQ}\Big|_{V_{CC}} - \Delta I_{CQ}\Big|_{R_e} \quad \{1.44.\}$$

El punto más desfavorable para Q_2 es:

$$I_{CQ_2} = I_{CQ_M} + \Delta I_{CQ}\Big|_{I_{CBO}} + \Delta I_{CQ}\Big|_{V_{BE}} + \Delta I_{CQ}\Big|_{V_{CC}} + \Delta I_{CQ}\Big|_{R_e} \qquad \{1.45.\}$$

1.7.6. DETERMINACION DE LA UBICACION EXTREMA DE Q_1 Y Q_2 PARA OBTENER UNA P_L DADA:

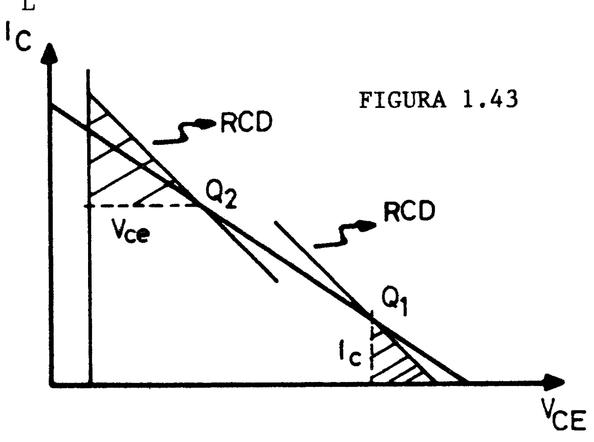


FIGURA 1.43

Se ve que la ubicación de Q_1 y Q_2 define la P_S que se obtien (ver triángulos sombreados de la FIGURA 1.43.
Recordemos que:

$$P_L = P_S \frac{R_C}{R_C + R_L} \quad \therefore \quad P_S = P_L \frac{R_C + R_L}{R_C} \qquad \text{(superficie triángulos)}$$

$$P_S = \frac{I_c^2 \cdot R_d}{2} \quad \therefore \quad I_c = \sqrt{2 \frac{P_S}{R_d}} \qquad \{1.46.\}$$

Es decir que $I_{CQ_1} \geq I_c$ {1.47.}

Por otra parte:

$$P_S = \frac{V_{ce}^2}{2 R_d} \quad \therefore \quad V_{ce} = \sqrt{2 P_S R_d} \qquad \{1.48.\}$$

Es decir que:

$$V_{ce_2} \geq V_{CEQ_2} - V_{SAT}$$

1.7.7. FACTORES DE ESTABILIDAD CORRESPONDIENTES A POLARIZACION I_B CONSTANTE:

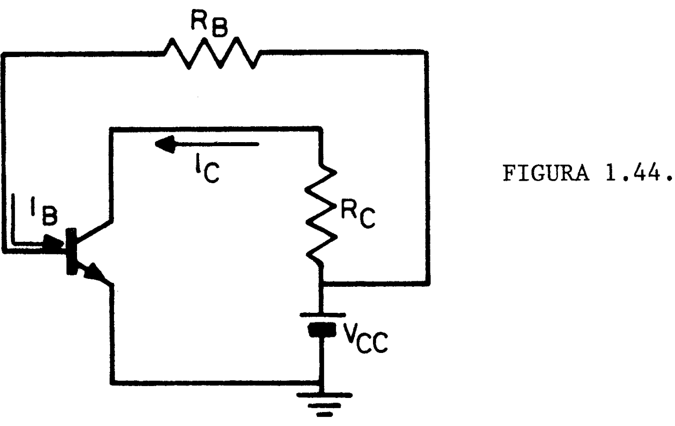


FIGURA 1.44.

Como I_B = constante, resulta: $\dfrac{\Delta I_B}{\Delta I_C} = 0$

Reemplazando en la ecuación {1.32.}, se obtiene:

$S_I = 1 + h_{FE} \simeq h_{FE}$ {1.49.} , $\Delta I_{CQ}\Big|_{I_{CBO}} = S_I \cdot \Delta I_{CBO} = h_{FE} \cdot \Delta I_{CBO}$

Las variaciones de $\Delta I_{CQ}\Big|_{I_{CBO}}$ son grandes.

Para el circuito polarizado por medio de un divisor de tensión teníamos:

$$S_I = \frac{1 + h_{FE}}{1 + h_{FE} \dfrac{R_e}{R_B + R_e}} \qquad \{1.34.\}$$

Como conviene que los factores de estabilización sean chicos para que varíe poco el I_{CQ} , se tiene que el circuito de la FIGURA 1.44. estabiliza menos que el circuito de la FIGURA 1.40.

Los factores S permiten comparar circuitos de polarización entre sí.

De la FIGURA 1.44.:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \quad , \quad I_{CQ} = h_{FE_T} \cdot I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\left(\dfrac{R_B}{h_{FE_T}}\right)}$$

Haciendo:

$$D = \frac{R_B}{h_{FE_T}} \qquad \{1.50.\}$$ se tiene:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{D} \quad y \quad S_V = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta V_{BE}} = -\frac{1}{D}$$

igual formalmente a la ecuación {1.35.} pero con distinto valor de D.

Además:

$$I_{CQ_M} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\left(\dfrac{R_B}{h_{FE_M}}\right)} \quad e \quad I_{CQ_m} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\left(\dfrac{R_B}{h_{FE_m}}\right)}$$

$$\Delta I_{CQ}\Big|_{h_{FE}} = I_{CQ_M} - I_{CQ_m} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}\left(h_{FE_M} - h_{FE_m}\right) = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \cdot \Delta h_{FE}$$

Es decir que

$$S_{h_{FE}} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \qquad \{1.51.\}$$

1.7.8. FACTORES DE ESTABILIZACION PARA CIRCUITOS POLARIZADOS CON RESISTENCIA ENTRE C y B:



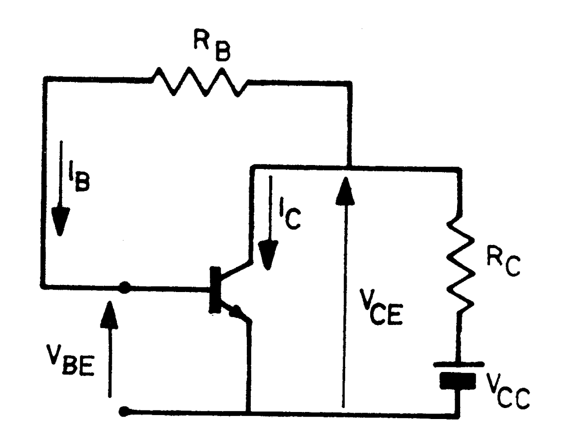


FIGURA 1.45.

$$I_B = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{R_B} = \frac{V_{CC} - (I_C + I_B)R_C - V_{BE}}{R_B} = \frac{V_{CC} - I_C R_C - V_{BE}}{R_B + R_C}$$

$$\frac{\Delta I_B}{\Delta I_C} = -\frac{R_C}{R_B + R_C}$$

Reemplazando en la ecuación {1.39.} se obtiene:

$$S_I = \frac{1 + h_{FE}}{1 + h_{FE}\dfrac{R_C}{R_C + R_B}} \qquad \{1.52.\}$$

De la FIGURA 1.45. se obtiene:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \dfrac{R_B}{h_{FE}}} \qquad \{1.53.\}$$

Hacemos:

$$D = R_C + \frac{R_B}{h_{FE}} \quad \{1.54.\} \quad \therefore \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{D} \quad y \quad S_V = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta V_{BE}} = -\frac{1}{D}$$

Conviene que D sea grande para que S_V sea chico.
Partiendo de la ecuación {1.53.} se llega a una expresión similar a la {1.36.} para S_{hFE}. En lugar de R_e se debe colocar R_C.
La expresión es:

$$Sh_{FE} = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta h_{FE}} = \frac{I_{CQ1}}{h_{FE1}} \cdot \frac{R_B + R_C}{R_B + h_{FE2} R_C} \qquad \{1.55.\}$$

Se obtienen valores más bajos de S para el circuito polarizado con divisor de tensión y R_e.

1.7.9. DETERMINACION DE $S_{V_{CC}}$ y S_{R_B} EN EL CIRCUITO DE POLARIZACION FIJA:

El circuito de la FIGURA 1.44. posee:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_B}{h_{FE}}} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{D} \quad , \qquad S_{V_{CC}} = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta V_{CC}} = \frac{1}{D}$$

{1.56.} (este factor puede ser muy importante).

También se puede poner:

$$I_{CQ} = h_{FE} \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$$S_{R_B} = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta R_B} = - h_{FE} (V_{CC} - V_{BE}) \cdot \frac{1}{R_B^2} \qquad \{1.57.\}$$

1.7.10. DETERMINACION DE $S_{V_{CC}}$ y S_{R_C} PARA POLARIZACIÓN CON RESISTENCIAS ENTRE C y B :

Para el circuito de la FIGURA 1.45. se tiene:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{D} \quad \therefore \quad S_{V_{CC}} = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta V_{CC}} = \frac{1}{D} \quad \text{con} \quad D = R_C + \frac{R_B}{h_{FE}}$$

Además:

$$S_{R_C} = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta R_C} = - \frac{V_{CC} - V_{BE}}{D^2}$$

Y finalmente:

$$\Delta I_{CQ} \Big|_{V_{CC}} = S_{V_{CC}} \cdot \Delta V_{CC} \quad y \quad \Delta I_{CQ} \Big|_{R_C} = S_{R_C} \cdot \Delta R_C$$

Ejemplo:

Dado el siguiente circuito determinar el punto de trabajo Q, los factores de estabilización y las potencias en juego.

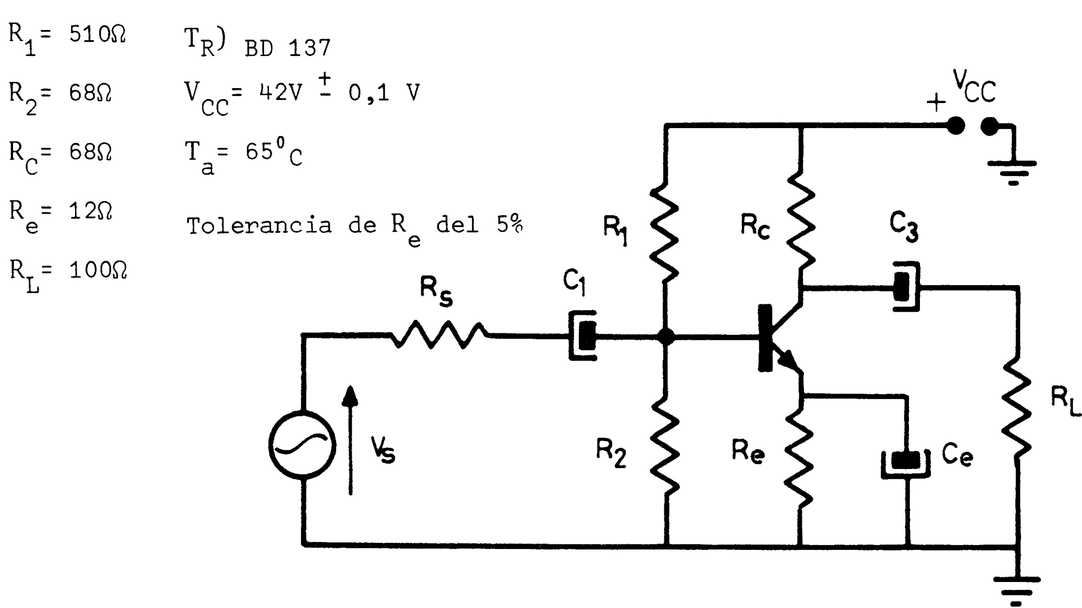
$R_1 = 510\Omega$ $T_R)$ BD 137

$R_2 = 68\Omega$ $V_{CC} = 42V \pm 0{,}1$ V

$R_C = 68\Omega$ $T_a = 65^0 C$

$R_e = 12\Omega$ Tolerancia de R_e del 5%

$R_L = 100\Omega$



Determinación del punto Q de trabajo a 25 °C.

$$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 42 \frac{68}{68 + 510} = 4{,}94 \text{ V}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{60}{h_{FE}}} = \frac{4{,}94 - 0{,}7}{12 + \frac{60}{h_{FE}}}$$

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 60\Omega$$

Suponemos primero nulo el término que contiene a h_{FE}:

$$I_{CQ} = \frac{4{,}94 - 0{,}7}{12} = 353\text{mA}$$

Con el valor de esta corriente se entra en el manual y usando el gráfico de $h_{FE} = f\ (I_C)$ se obtiene $h_{FE} \simeq 80$.

Recalculamos I_{CQ} :

$$I_{CQ} = \frac{4{,}94 - 0{,}7}{12 + \frac{60}{80}} = 332\text{mA}$$

Volviendo a usar el gráfico ya mencionado se obtiene: $h_{FE} \simeq 85$.

Recalculamos I_{CQ} con el nuevo valor de h_{FE}

Prácticamente no cambia el valor de I_{CQ} y por consiguiente no seguimos iterando.

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}\,(R_e + R_C) = 42 - 0{,}332\ (12 + 68) = 15{,}44 \text{ V}$$

$$Q \begin{cases} 332 \text{ mA} \\ 15{,}44 \text{ V} \end{cases}$$

Se verifica que $V_{CC} \leq 0{,}75\ BV_{CEO}$ (60 V)

Se verifica que $V_{CEQ} < \frac{V_{CC}}{2}$ $\quad V_{CEQ} < 21\text{V}$

Determinación de los factores de estabilización:

$$S_I = \frac{1 + h_{FE}}{1 + \frac{h_{FE}\,R_e}{R_e + R_B}} = \frac{1 + 85}{1 + \frac{85 \cdot 12}{12 \cdot 60}} = 5{,}67$$

$$S_V = -\frac{1}{D} = -\frac{1}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE_T}}} = -\frac{1}{12 + \frac{60}{85}} = -0{,}078\ \mho$$

El fabricante suministra la siguiente información:

Para $I_C = 150$ mA el $h_{FE_m} = 40$ y el $h_{FE_M} = 160$

Usando el gráfico de $h_{FE} = f\ (I_C)$ se obtiene:

Para $I_C = 150$ mA un $h_{FE_T} = 95$.

Para el punto Q con que trabajamos recordemos que: $h_{FE_T} = 85$

Se puede determinar la siguiente relación:

$$\frac{h_{FE_T}\ (332\text{mA})}{h_{FE_T}\ (150\text{mA})} = \frac{85}{95}$$

1-42

y por medio de esa relación los valores de h_{FE_M} y h_{FE_m} que corresponden a 332 mA.

$$h_{FE_M}(332mA) = h_{FE_M}(150mA) \cdot \frac{85}{95} = 160 \cdot \frac{85}{95} = 143$$

$$h_{FE_m}(332mA) = h_{FE_m}(150mA) \cdot \frac{85}{95} = 40 \cdot \frac{85}{95} = 35$$

Las ecuaciones de arriba corresponden a la aplicación de una regla de tres simple. Estas dispersiones del h_{FE} originan desplazamientos del punto Q.

$$I_{CQ_M} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE_M}}} = \frac{4{,}24}{12 + \frac{60}{143}} = 341mA$$

$$I_{CQ_m} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE_m}}} = \frac{4{,}24}{12 + \frac{60}{35}} = 310mA$$

Se opta por considerar la variación de I_{CQ} debido a la dispersión de h_{FE} en lugar de la variación de I_{CQ} debido a la variación térmica de h_{FE}.

$$S_{V_{CC}} = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{12 + \frac{60}{85}} \cdot \frac{68}{68 + 510} = 0{,}0092\ \upsilon$$

$$S_{R_e} = -\frac{V_{BB} - V_{BE}}{D^2} = -\frac{4{,}24}{(12{,}7)^2} = -0{,}026\ A/\Omega$$

Cálculo de ΔI_{CBO} :

Para 25 °C se tiene I_{CBO_1} = 100 mA (manual)

Para 35 °C se tiene 200 nA , para 45 °C se tiene 400 nA, para 55 °C se tiene 800 nA y para 65 °C se tiene I_{CBO_2} = 1,6 µA.

Por lo tanto:

$$\Delta I_{CBO} = I_{CBO_2} - I_{CBO_1} = 1{,}6\ \mu A - 0{,}1\ \mu A = 1{,}5\ \mu A$$

Cálculo de ΔV_{BE} :

$$\Delta V_{BE} = -K \cdot \Delta T = -2{,}5\ mV/^0C \cdot 40^0C = -100mV = -0{,}1\ V$$

Por otra parte es dato $\Delta V_{CC} = \pm\ 0{,}1\ V$

Cálculo de ΔR_e :

$$\Delta R_e = \pm 5\% \cdot R_e = \pm \frac{5}{100} \cdot 12 = \pm 0{,}6\ \Omega$$

Cálculo de los ΔI_{CQ} debidos a I_{CBO}, ΔV_{BE}, ΔV_{CC} y ΔR_e .

$$\Delta I_{CQ}\Big|_{I_{CBO}} = S_I \cdot \Delta I_{CBO} = 5{,}67 \cdot 1{,}5\ \mu A = 8{,}5\ \mu A$$

Por ser el transistor de Si, esta variación es muy pequeña y en lo sucesivo la despreciamos.

$$\Delta I_{CQ}\Big|_{V_{BE}} = S_V \cdot \Delta V_{BE} = -0{,}078\ \upsilon \cdot (-100mV) = 7{,}8\ mA$$



$$\Delta I_{CQ}\Big|_{V_{CC}} = S_{V_{CC}} \cdot \Delta V_{CC} = 0{,}0092\ \upsilon \cdot 0{,}1\ V = 0{,}92\ mA$$

$$\Delta I_{CQ}\Big|_{R_e} = S_{R_e} \cdot \Delta R_e = -\ 0{,}026\ A/\Omega \cdot (-\ 0{,}6\ \Omega) = 15{,}6\ mA$$

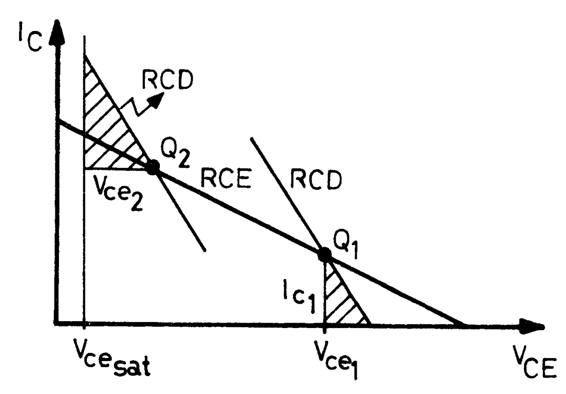
Determinación de I_{CQ_1} e I_{CQ_2} :

$$I_{CQ_1} = I_{CQ_m} + \Delta I_{CQ}\Big|_{I_{CBO}} + \Delta I_{CQ}\Big|_{V_{BE}} - \Delta I_{CQ}\Big|_{V_{CC}} - \Delta I_{CQ}\Big|_{R_e}$$

$$I_{CQ_1} = 310mA + 0 + 7{,}8\ mA + (-\ 0{,}92\ mA - 15{,}6\ mA) = 301mA$$

$$I_{CQ_2} = I_{CQ_M} + \Delta I_{CQ}\Big|_{I_{CBO}} + \Delta I_{CQ}\Big|_{V_{BE}} + \Delta I_{CQ}\Big|_{V_{CC}} + \Delta I_{CQ}\Big|_{R_e}$$

$$I_{CQ_2} = 341mA + 0 + 7{,}8\ mA + 0{,}92\ mA + 15{,}6\ mA = 365mA$$



Para Q_1 se obtiene : $I_{c_1} = I_{CQ_1} = 301mA$, $R_d = R_C \,||\, R_L \simeq 40\ \Omega$

$$P_{S_1} = \frac{I_{c_1}^2 \cdot R_d}{2} = \frac{(0{,}301)^2 \cdot 40}{2} = 1{,}8\ W$$

$$P_{L_1} = P_{S_1} \frac{R_C}{R_C + R_L} = 1{,}8 \cdot \frac{68}{68 + 100} = 728\ mW$$

Para Q_2 se obtiene:

$$V_{CEQ_2} = V_{CC} - I_{CQ_2}(R_C + R_e) = 42 - 365 \cdot 10^{-3}\,(12 + 68) = 12{,}8\ V$$

Suponiendo una $V_{CE_{SAT}} \simeq 1\ V$ se tiene:

$$V_{ce_2} = V_{CEQ_2} - V_{CE_{SAT}} = 12{,}8 - 1 = 11{,}8\ V\ , \quad P_{S_2} = \frac{V_{ce_2}^2}{2\ R_d} = \frac{(11{,}8)^2}{2 \cdot 40} = 1{,}74\ W$$

$$P_{L_2} = P_{S_2} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L} = 1{,}74 \cdot \frac{68}{68 + 100} = 704\ mW$$

Se puede calcular V_{CEQ1} :

$$V_{CEQ1} = V_{CC} - I_{CQ1} (R_C + R_e)$$

$$V_{CEQ1} = 42 - 0{,}301 \, . \, 80 = 17{,}92 \text{ V}$$

Calculo de la potencia disipada:

$$P_{dQ1} = I_{CQ1} \, . \, V_{CEQ1}$$

$$P_{dQ1} = 0{,}301 \, . \, 17{,}92 = 5{,}39 \text{ W}$$

$$P_{dQ2} = I_{CQ2} \, . \, V_{CEQ2}$$

$$P_{dQ2} = 0{,}365 \, . \, 12{,}8 = 4{,}67 \text{ W}$$

Si hacemos :

$$\theta_{cd} + \theta_{da} \simeq 4 \ ^{0}\text{C/W}$$

Entonces :

$$P_d = \frac{T_{jM} - T_a}{\theta_{ja}} = \frac{150 - 65}{14} = 6{,}2 \text{ W} > 5{,}39 \text{ W}$$

Calculo de la potencia de entrada :

$$P_{CC} = V_{CC} (I_{CQ2} + I_1)$$

$$I_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{42}{510 + 68} = 72 \text{ mA}$$

$$P_{CC} = 42 (0{,}365 + 0{,}072) = 18 \text{ W}$$

$$\eta_m^{+}\% = \frac{P_{S2}}{P_{CC}} \, . \, 100$$

$$\eta_m\% = \frac{1{,}74}{18} \, . \, 100 = 9{,}7 \ \%$$

1.8. CORRIDA TERMICA :

Como consecuencia de la potencia P_d disipada por la juntura B - C, aumenta la temperatura de dicha juntura (T_j). Un aumento de T_j causa un desplazamiento del punto Q en el sentido de aumentar la corriente de colector (I_C).
El aumento de I_C origina un aumento de la potencia disipada en la juntura (fundamentalmente si V_{CE} cambia poco al aumentar I_C). Este aumento de P_d origina un aumento de I_C y así sucesivamente.
Si este proceso llamado de corrida térmica continúa puede deteriorarse permanentemente el transistor.
Vamos a analizar como evitar que dicho proceso continúe.
Recordemos que en régimen permanente.

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{\theta_{ja}} \quad \{1.58.\}$$

Derivamos P_d respecto de T_j :

$$\nu = \frac{\partial P_d}{\partial T_j} = \frac{1}{\theta_{ja}} \quad \{1.59.\}$$

donde ν es la velocidad con la cual se disipa el calor de la juntura B - C en régimen permanente.
La velocidad de disipación del calor de la juntura es inversamente proporcional a la resistencia térmica θ_{ja} .

$$\theta_{ja} = \theta_{jc} + \theta_{cd} + \theta_{da}$$

Se entiende que para T_a = cte, se genera calor en la juntura B - C debido a la circulación de la corriente I_C y a la tensión $V_{CB} \simeq V_{CE}$
Entonces para dicha juntura existe una

$$P_{dT} = I_C \cdot V_{CE}$$

Se debe cumplir que la velocidad ν' con que se genera calor en la juntura debido a la acción de la P_{dT} sea menor que la velocidad de disipación de la juntura dada por la ecuación {1.59.}
Es decir :

$$\nu' < \nu \quad \therefore \quad \left(\nu' = \frac{\partial P_{dT}}{\partial T_j} \right) < \nu \quad \{1.60.\}$$

Es decir :

$$\frac{\partial P_{dT}}{\partial T_j} < \frac{1}{\theta_{ja}} \quad \{1.61.\} \quad , \quad \frac{\partial P_{dT}}{\partial I_C} \cdot \frac{\partial I_C}{\partial T_j} < \frac{1}{\theta_{ja}} \quad \{1.62.\}$$

Como $\frac{\partial I_C}{\partial T_j}$ y $\frac{1}{\theta_{ja}}$ son positivas, para asegurar la desigualdad {1.62.} basta que $\frac{\partial P_{dT}}{\partial I_C}$ sea negativa. Esta condición es suficiente pero no necesaria (no es imprescindible).
Supongamos que trabajamos con un circuito que posee resistencia de emisor:

$$P_{dT} = I_C \cdot V_{CB} \simeq I_C \cdot V_{CE} \quad , \quad P_{dT} = I_C \cdot (V_{CC} - I_C \cdot R_{EST})$$

donde $R_{EST} = R_C + R_e$ y si no existe R_e es $R_{EST} = R_C$

$$P_{dT} = I_C \cdot V_{CC} - I_C^2 R_{EST} \quad , \quad \frac{\partial P_{dT}}{\partial I_C} = V_{CC} - 2 I_C R_{EST} \quad \{1.63.\}$$



Como $I_C \cdot R_{EST} = V_{CC} - V_{CE}$ reemplazando en {1.63.} se tiene:

$$\frac{\partial P_{dT}}{\partial I_C} = V_{CC} - 2\,(V_{CC} - V_{CE}) \quad \{1.64.\}$$

Para que la ecuación {1.64.} sea negativa :

$$V_{CC} < 2\,(V_{CC} - V_{CE}) \qquad V_{CC} + 2\,V_{CE} < 2\,V_{CC}$$

$$2\,V_{CE} < V_{CC} \qquad V_{CE} < \frac{V_{CC}}{2} \quad \{1.65.\}$$

V_{CC}, R_C, V_{CE}, R_e

Condición suficiente pero no necesaria para evitar la corrida térmica. Volvemos a la ecuación {1.62.} para tratarla en forma general.

$$\frac{\partial P_{dT}}{\partial I_C} \cdot \frac{\partial I_C}{\partial T_j} < \frac{1}{\theta_{ja}} \quad \{1.62.\}$$

Se ha visto que la variación de I_C se puede expresar como :

$$d\,I_C = S_I\, d\,I_{CBO} + S_V\, d\,V_{BE} + S_{h_{FE}}\, d\,h_{FE}$$

Derivando respecto de T_j se tiene :

$$\frac{\partial I_C}{\partial T_j} = S_I \cdot \frac{\partial I_{CBO}}{\partial T_j} + S_V \frac{\partial V_{BE}}{\partial T_j} + S_{h_{FE}} \frac{\partial h_{FE}}{\partial T_j} \quad \{1.66.\}$$

Reemplazando {1.63.} y {1.66.} en {1.62.} se tiene:

$$(V_{CC} - 2\,I_C\,R_{EST})\left(S_I \frac{\partial I_{CBO}}{\partial T_j} + S_V \frac{\partial V_{BE}}{\partial T_j} + S_{h_{FE}} \frac{\partial h_{FE}}{\partial T_j}\right) < \frac{1}{\theta_{ja}}$$

En lugar de las derivadas parciales usaremos incrementos y en lugar de I_C colocamos la corriente de colector del punto Q
Además como $\Delta T = \Delta T_j$ se tiene :

$$(V_{CC} - 2\,I_{CQ}\,R_{EST})\left(S_I \frac{\Delta I_{CBO}}{\Delta T} + S_V \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} + S_{h_{FE}} \frac{\Delta h_{FE}}{\Delta T}\right) < \frac{1}{\theta_{Ja}} \quad \{1.67.\}$$

Esta es la ecuación que hay que satisfacer necesariamente para evitar la corrida térmica.

Ejemplo:

Amplificador acoplado a la carga con transformador. FIGURA 1.46.

DATOS:

$R_1 = 510\ \Omega$

$R_2 = 27\ \Omega$

$R_e = 12\ \Omega$

TR) BD 137

$V_{CC} = 42$ V

$R_b = 8\ \Omega$ → resistencia estática del bobinado primario del transformador.

$R_d = 260\ \Omega$ → resistencia dinámica que se "ve" desde el primario del transformador

$T_a = 65$ °C

Determinación de Q :

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{CC} = \frac{27}{27 + 510} \cdot 42 = 2{,}11\ V\ ,\ R_B = R_1 \,||\, R_2 = 25{,}6\ \Omega$$

Adoptando un $h_{FE} = 95$ se obtiene:

$$I_{CQ} = \frac{2{,}11 - 0{,}7}{12 + \frac{25{,}6}{95}} \simeq 115 mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}\,(R_e + R_b) = 42 - 0{,}115\,(12 + 8) = 39{,}7\ V$$

No se cumple que

$$V_{CEQ} < \frac{V_{CC}}{2}$$

Debe analizarse :

$$(V_{CC} - 2\, I_{CQ}\, R_{EST})\left(S_I \frac{\Delta I_{CBO}}{\Delta T} + S_V \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} + S_{h_{FE}} \frac{\Delta h_{FE}}{\Delta T}\right) < \frac{1}{\theta_{ja}}$$

$$V_{CC} - 2\, I_{CQ}\, R_{EST} = 42 - 2 \cdot 0{,}115 \cdot 20 = 37{,}4\ V.$$

El término que contiene ΔI_{CBO} puede despreciarse ya que ΔI_{CBO} es del oden de los µA.

$$S_V = -\frac{1}{D} = -\frac{1}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE}}} = -\frac{1}{12 + \frac{25{,}6}{95}} = -\frac{1}{12{,}27} = -0{,}08\ \mho$$

$$S_{h_{FE}} = \frac{I_{CQ_1}}{h_{FE_1}} \quad \frac{R_B + R_e}{R_B + h_{FE_2}\ R_e}$$

Suponemos que un $\Delta T = 40\ °C = (65\ °C - 25\ °C)$ eleva el valor de h_{FE} desde 95 hasta 135 . Entonces:

$$h_{FE_1} = 95 \qquad h_{FE_2} = 135$$

$$S_{h_{FE}} = \frac{115 mA}{95} \cdot \frac{25{,}6 + 12}{25{,}6 + 135 \cdot 12} \simeq 0{,}028\ mA$$

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = -2{,}5\ \frac{mV}{°C} \qquad \Delta h_{FE} = h_{FE_2} - h_{FE_1} = 40$$

Reemplazando:

$$37{,}4\ V \cdot \left(5{,}6\ \frac{1{,}5 \cdot 10^{-6}}{40} A/°C + 0{,}080\ \mho \cdot 2{,}5 \cdot 10^{-3}\ V/°C + \right.$$

$$\left. + 0{,}028 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{40}{40} A/°C\right) < \frac{1}{\theta_{ja}}$$

$$37{,}4\ V \cdot (0{,}2 \cdot 10^{-6}\ A/°C + 0{,}2 \cdot 10^{-3}\ A/°C + 0{,}028 \cdot 10^{-3}\ A/°C) < \frac{1}{\theta_{ja}}$$

El término que contiene S_I es despreciable.

$$7{,}84 \cdot 10^{-3}\ W/°C + 1{,}05 \cdot 10^{-3}\ W/°C < \frac{1}{\theta_{ja}}$$

$$8{,}53 \cdot 10^{-3}\ W/°C < \frac{1}{\theta_{ja}}$$

1-48

$$\theta_{ja} < \frac{1}{8,53 \;.\; 10^{-3}} \;{}^{0}C/W \quad , \quad \theta_{ja} < \frac{1000}{8,53} \;{}^{0}C/W \quad , \quad \theta_{ja} < 117 \;{}^{0}C/W$$

Valor fácilmente obtenible con el transistor del ejemplo.
Por lo tanto no hay corrida térmica a pesar de que no se cumple que

$$V_{CEQ} < \frac{V_{CC}}{2}$$

Potencia disipada a 25 °C:

$$P_d = I_{CQ}\, V_{CEQ} = 0,115 \;.\; 39,7 = 4,56 \text{ W} \quad , I_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{42}{537} = 79\text{mA}$$

$$P_{CC} = V_{CC}\;(\; I_1 + I_{CQ}\;) = 42\;(\; 78 + 115\;) \;.\; 10^{-3} = 8,1 \text{ W}$$

$$V_{ce} = I_c \;.\; R_d = 0,115 \;.\; 260 \simeq 30\text{V}$$

$$P_S = \frac{I_C \;.\; V_{ce}}{2} = \frac{0,115 \;.\; 30}{2} = 0,115 \;.\; 15 = 1,72 \text{ W}$$

$$\eta \;\% = \frac{P_S}{P_{CC}} \;.\; 100 = \frac{1,72 \text{ W}}{8,1 \text{ W}} \;.\; 100 = 21\%$$

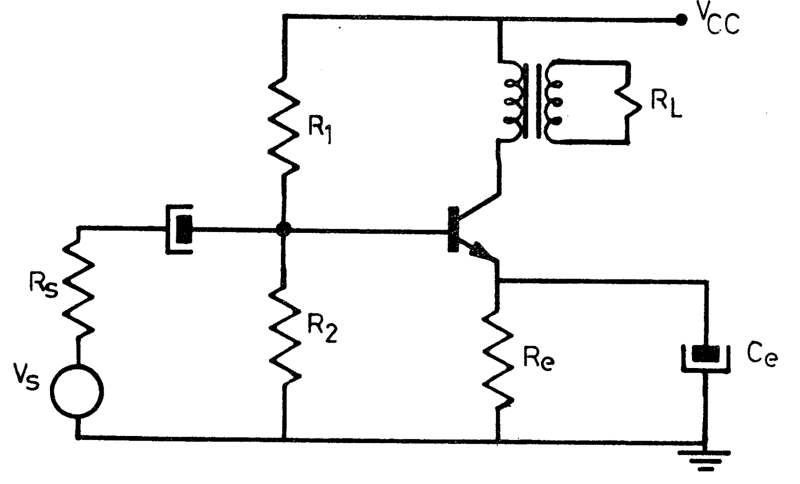
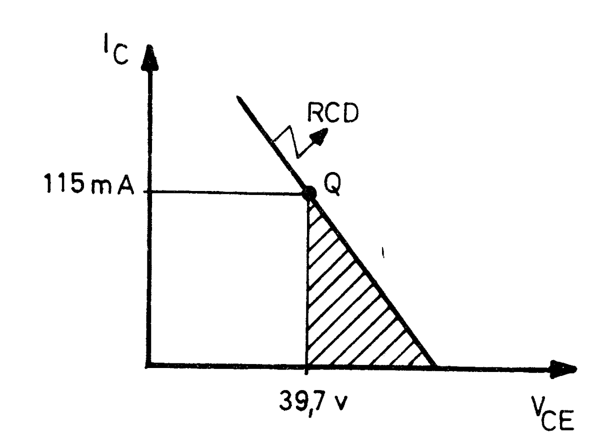


FIGURA 1.46.



CAPITULO 2

AMPLIFICADORES MONOETAPAS CON TRANSISTORES BIPOLARES SEÑALES DEBILES

2.1. INTRODUCCION:

Cuando trabajamos con señales fuertes se usan los métodos gráficos vistos anteriormente.
Los circuitos analógicos operan generalmente con señales débiles (excursiones muy pequeñas de señal) comparados con los valores de tensiones y corrientes de polarización (Q).
Cuando trabajamos con señales débiles los métodos gráficos no pueden aplicarse ya que en la escala del gráfico una excursión pequeña da lugar a un error gráfico grande, o simplemente porque dicha excursión pequeña no puede representarse.
Ademas, si la excursión de señal es muy pequeña, podemos considerar que la misma es de características lineales y por lo tanto podemos reemplazar al transistor por un circuito incremental o equivalente constituído por parámetros lineales.

2.2. MODELO DEL TRANSISTOR BIPOLAR PARA SEÑALES DEBILES:

Del análisis físico del transistor se puede obtener el siguiente modelo incremental para bajas frecuencias.

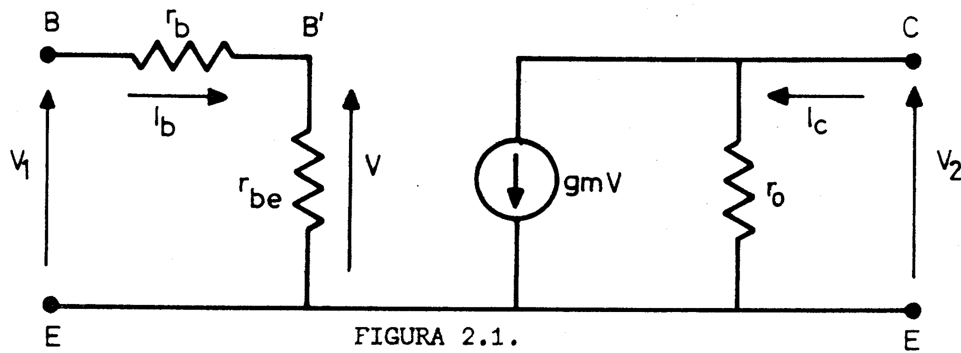


FIGURA 2.1.

r_b es la resistencia de extensión de base (puede variar entre 10Ω y 500Ω).

r_{be} es la resistencia de la juntura base - emisor.

B' es un punto interno del transistor que corresponde a la región activa de la base.

r_o es la resistencia de salida del transistor.

g_m es la transconductancia del transistor. Cuando $V_2 = 0$ (salida incremental en corto - circuito).

Se tiene que:

$$I_c = g_m \cdot V \quad \therefore \quad g_m = \left.\frac{I_c}{V}\right|_{V_2 = 0}$$

se puede demostrar que :

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{m \ V_T} \qquad \{2.1.\}$$

Se ve que g_m aumenta linealmente con la corriente de polarización I_{CQ}.

Si $m=1$ e $I_{CQ}=1mA$ y $T_a=25^0C$ resulta, tomando a $V_T=26mV$, $g_m=38m℧$

En vez de un generador de corriente controlado por tensión, podemos usar un generador de corriente controlado por corriente, como se ve en la figura 2.2.

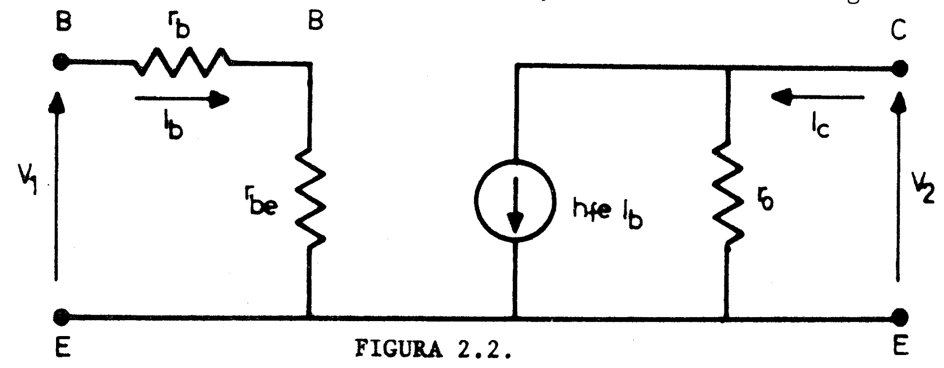


FIGURA 2.2.

Para que los circuitos de las figuras 2.1. y 2.2. sean equivalentes debe cumplirse que:

$$g_m \cdot V = h_{fe} \cdot I_b$$

donde h_{fe} es la ganancia de corriente para señales débiles del transistor con la salida en corto - circuito. ($V_2 = 0$)

Como $V = I_b \cdot r_{be}$ resulta $g_m \cdot I_b \cdot r_{be} = h_{fe} \cdot I_b$

Simplificando:

$$r_{be} = \frac{h_{fe}}{g_m} \qquad \{2.2.\}$$

Donde r_{be} es la resistencia de la juntura base-emisor.

Si en la hoja de datos no se tiene el valor de h_{fe} se puede el mismo aproximar al valor estático h_{FE}.

Como se ve r_{be} es inversamente proporcional al I_{CQ}.

Como se analizó en el capitulo 1, si despreciamos r_b frente a r_{be} se puede hacer:

$$r_{be} \simeq R_i \Big|_Q = \frac{m \cdot V_T}{I_{BQ}} \qquad \{2.3.\}$$

r_o es la resistencia de salida del transistor; se define a r_o como:

$$r_o = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{V_A}{I_C} \qquad \{2.4.\}$$



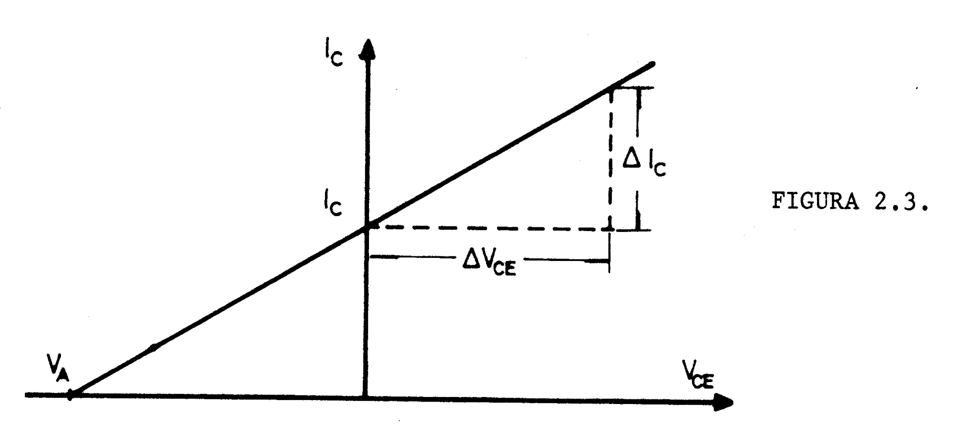


FIGURA 2.3.

Siendo V_A la tensión de EARLY.
V_A varia entre 50 y 100 Volts para I_C = 1mA. Por lo tanto r_o varia entre 50 y 100 KΩ.
r_o es inversamente proporcional a I_C. Se hace:

$$h_{ie} = r_b + r_{be} \qquad \{2.5.\}$$

Donde h_{ie} es la resistencia de entrada del transistor con la salida en cortocircuito (V_2 =0), de acuerdo con la teoría de cuadripolos híbridos.
Se obtiene asi la FIGURA 2.4.

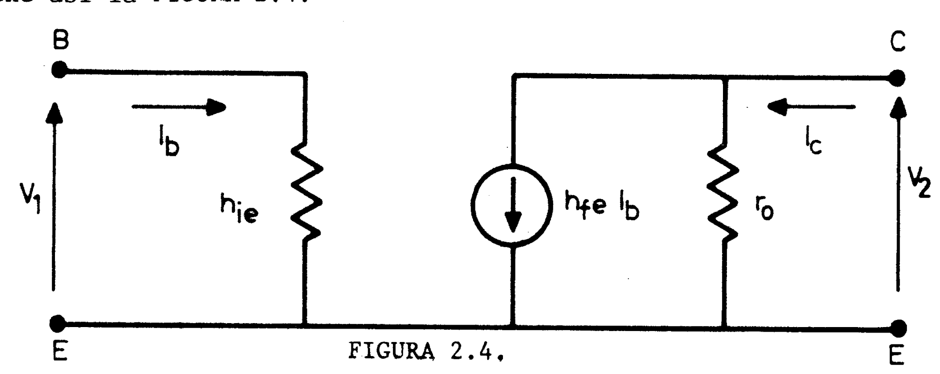


FIGURA 2.4.

2.3. AMPLIFICADOR MONOETAPA DE EMISOR COMUN PARA SEÑALES DEBILES CON EXCITACION DE TENSION:

En la FIGURA 2.5. se tiene el circuito:

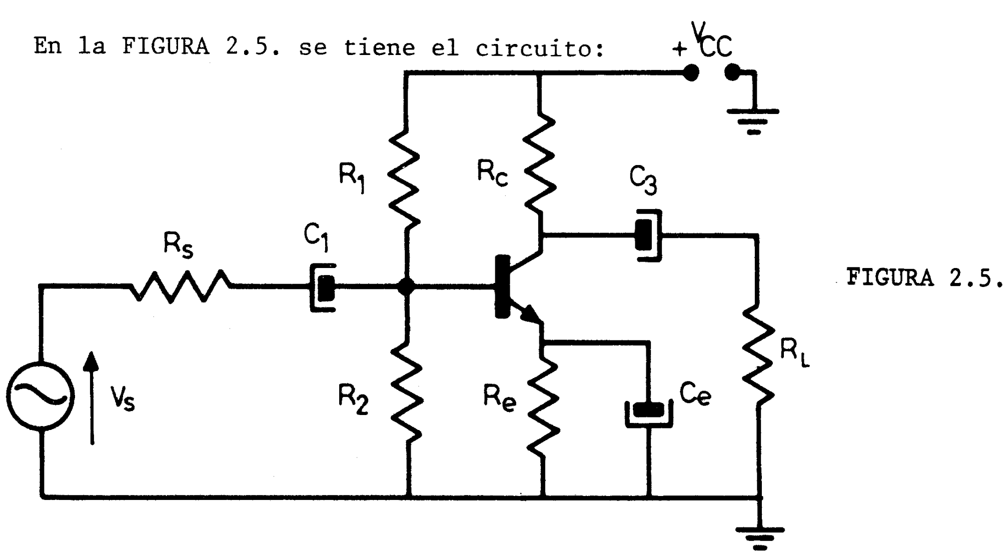
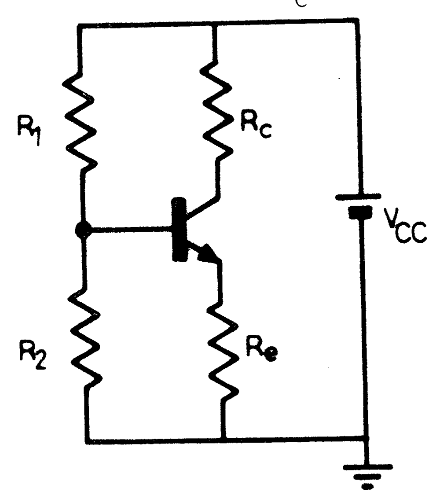


FIGURA 2.5.



Veamos el análisis de esta etapa:
a)Se verifica la tensión de ruptura $V_{CEO_{MAX}}$.

b)Se aplica el principio de superposición y se hace el circuito de continua para hallar el punto O,la P_{dT} y para determinar si se evita el embalamiento térmico.Para hacer el circuito de continua se hace V_S=0 (se anula la excitación) y como f=0 resulta $X_C = \infty$ (reactancias capacitivas infinitas).Queda:



Este circuito ya ha sido estudiado y permite que hallemos el punto Q, la P_{dT} y verificar el embalamiento térmico.

c)Se aplica nuevamente el principio de superposición para hallar ahora,el circuito dinámico.Para ello se hace la frecuencia f lo suficientemente alta como para poder considerar X_C=0 (reactancias capacitivas nulas).Además se considera que $V_{CC}=V_{BB}=0$ (ya que son tensiones estáticas y por lo tanto no cambian con el tiempo). Queda el circuito de la FIGURA 2.6.(a).

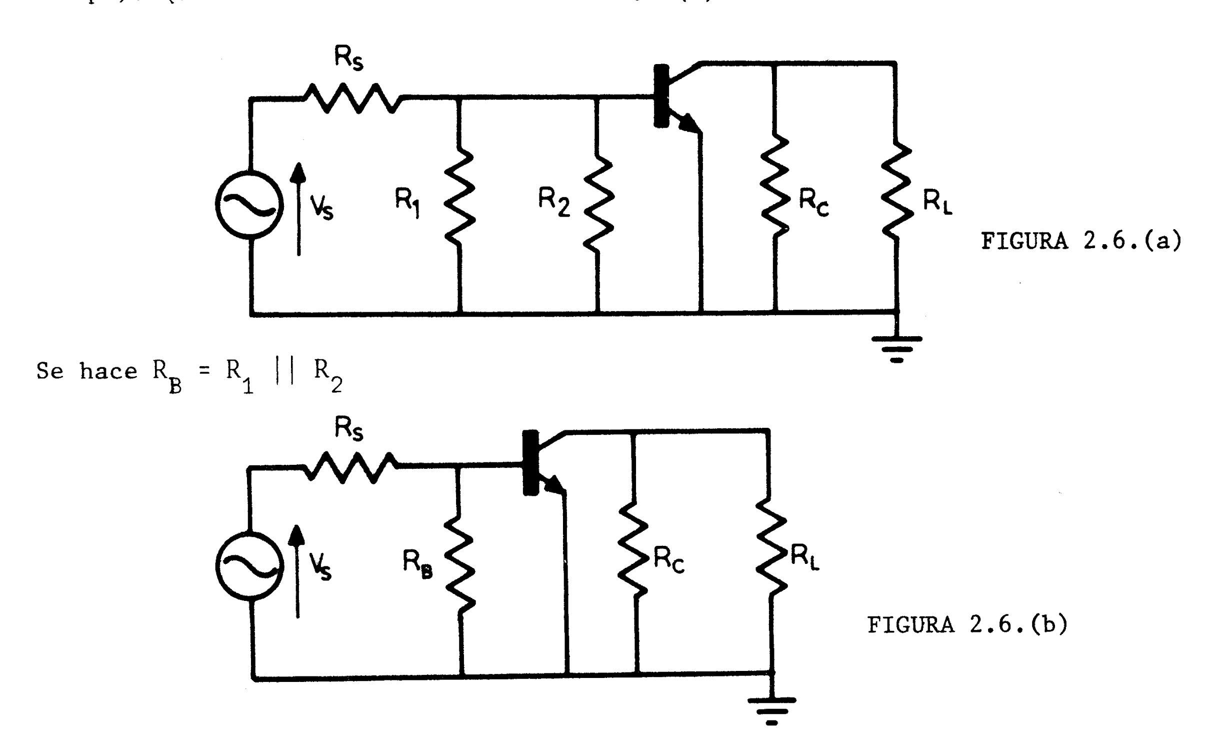


FIGURA 2.6.(a)

Se hace $R_B = R_1 \parallel R_2$

FIGURA 2.6.(b)

Reemplazando al transistor por el circuito incremental:

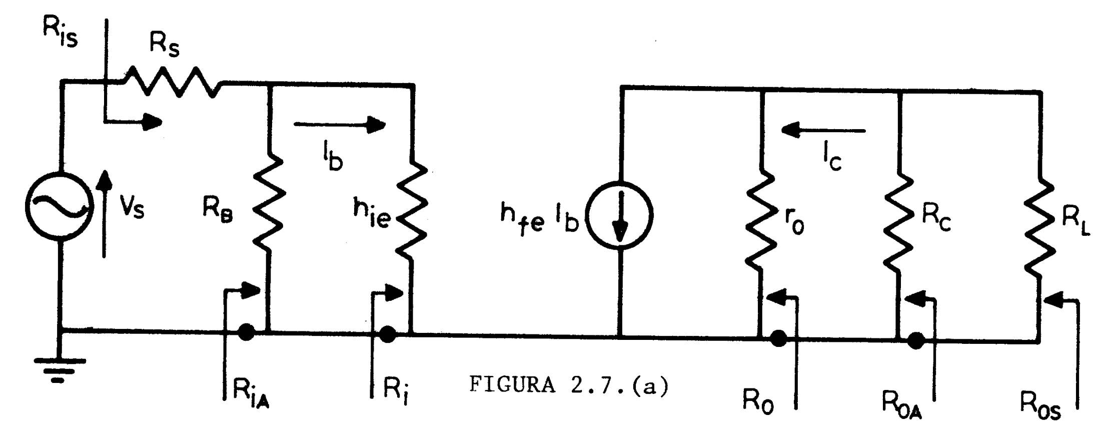


FIGURA 2.7.(a)

R_i es la resistencia de entrada del transistor (para E-C resulta $R_i = h_{ie}$).
R_{iA} es la resistencia de entrada de la etapa amplificadora.
$R_{iA} = R_i \,||\, R_B$ siendo R_B la resistencia de polarización.
R_{is} es la resistencia de entrada del sistema. $R_{is} = R_s + R_{iA}$.
R_o es la resistencia de salida del transistor.

En general:

$$R_o \simeq r_o = \frac{1}{h_{oe}}$$ siendo h_{oe} la conductancia de salida del transistor.

R_{oA} es la resistencia de salida del amplificador. $R_{oA} = R_o \,||\, R_C$.
Si $r_o >> R_d$ se puede despreciar r_o ($r_o = \infty$) y queda $R_{oA} \simeq R_C$
R_{os} es la resistencia de salida del sistema. $R_{os} = R_{oA} \,||\, R_L$.

2.3.1. GANANCIA DE CORRIENTE DEL TRANSISTOR CARGADO CON R_L:

Supongamos $r_o = \infty$ ($r_o >> R_d$)

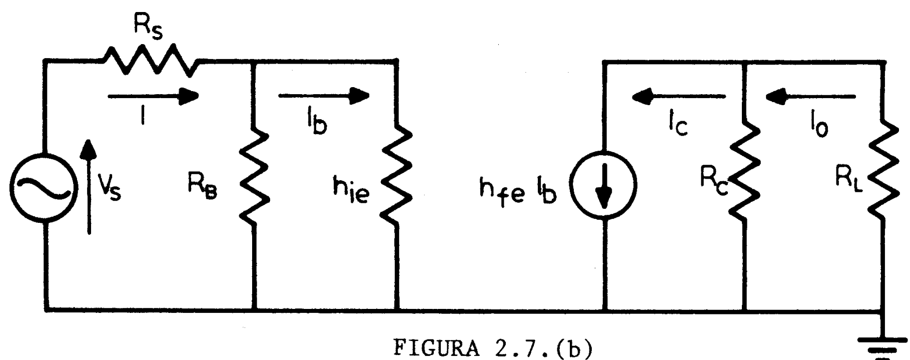


FIGURA 2.7.(b)

Definimos dicha ganancia como :

$$A_I = \frac{I_0}{I_b} \qquad \{2.6.\}$$

De la malla de salida de la FIGURA 2.7.(b) se obtiene:

$$I_0 = I_c \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L} = h_{fe} \cdot I_b \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

$$\therefore \; A_I = \frac{I_0}{I_b} = h_{fe} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L} \qquad \{2.7.\}$$

2.3.2. GANANCIA DE CORRIENTE DEL SISTEMA:

Se define como:

$$A_{IS} = \frac{I_0}{I} \qquad \{2.8.\}$$

Se hace la FIGURA 2.8. para presentar la entrada del sistema:

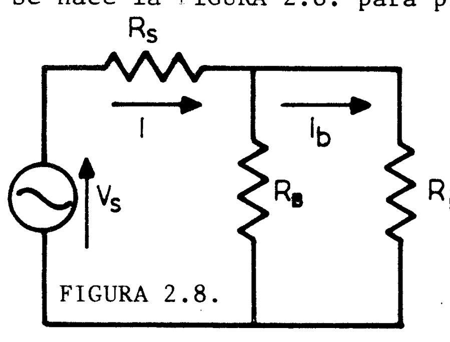


FIGURA 2.8.

$$A_{IS} = \frac{I_0}{I} = \frac{I_0}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I}$$

$$\frac{I_b}{I} = \frac{R_B}{R_B + R_i}$$

$$\therefore \; A_{IS} = A_I \cdot \frac{R_B}{R_B + R_i} \qquad \{2.9.\}$$

2.3.3. GANANCIA DE TENSION DEL TRANSISTOR:

Haciendo $R_d = R_C \,||\, R_L$ se llega a la FIGURA 2.9.

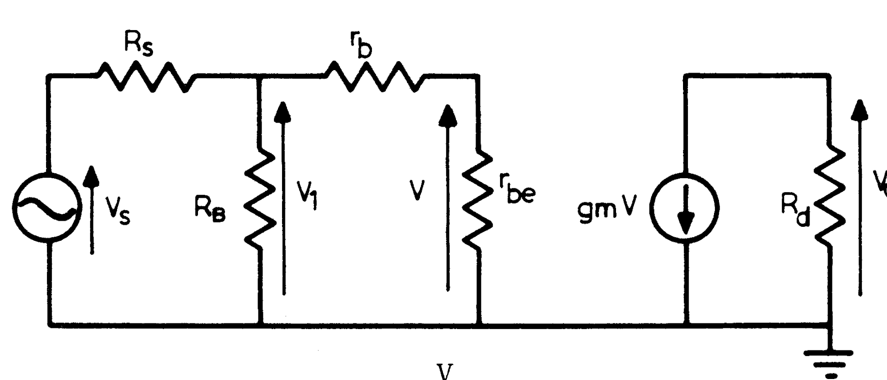


FIGURA 2.9.

$$V_0 = -g_m \cdot V \cdot R_d \qquad \therefore \; \frac{V_o}{V} = -g_m \cdot R_d$$

Definimos la ganancia de tensión del transistor como:

$$A_V = \frac{V_0}{V_1} \quad \{2.10.\} \text{se hace:} \quad A_V = \frac{V_0}{V} \cdot \frac{V}{V_1}$$

y como $\frac{V}{V_1}$ corresponde a un divisor de tensión, se tiene:

$$\frac{V}{V_1} = \frac{r_{be}}{r_b + r_{be}} \qquad \text{por lo tanto:} \quad A_V = -g_m \cdot R_d \cdot \frac{r_{be}}{r_b + r_{be}} \qquad \{2.11.\}$$

2.3.4. GANANCIA DE TENSION DEL SISTEMA:

El generador de excitación ve la resistencia de entrada del amplificador R_{iA} .Por lo tanto; nos queda el circuito de la FIGURA 2.10.

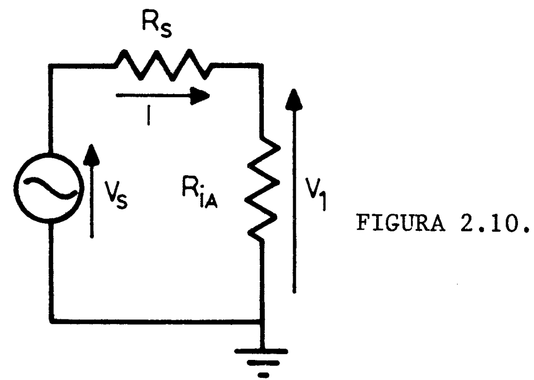


FIGURA 2.10.

Definición de ganancia de tensión del sistema: $A_{VS} = \dfrac{V_0}{V_S}$

$$A_{VS} = \frac{V_0}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_S} = -g_m \cdot R_d \cdot \frac{r_{be}}{r_b + r_{be}} \cdot \frac{R_{iA}}{R_{iA} + R_S}$$

o también :

$$A_{V_S} = A_V \cdot \frac{R_{iA}}{R_{iA} + R_S} \qquad \{2.12.\}$$

2.3.5. CALCULO DE OTRAS TRANSFERENCIAS CONOCIENDO A_{V_S} :

Modificando la FIGURA 2.9. se tiene:

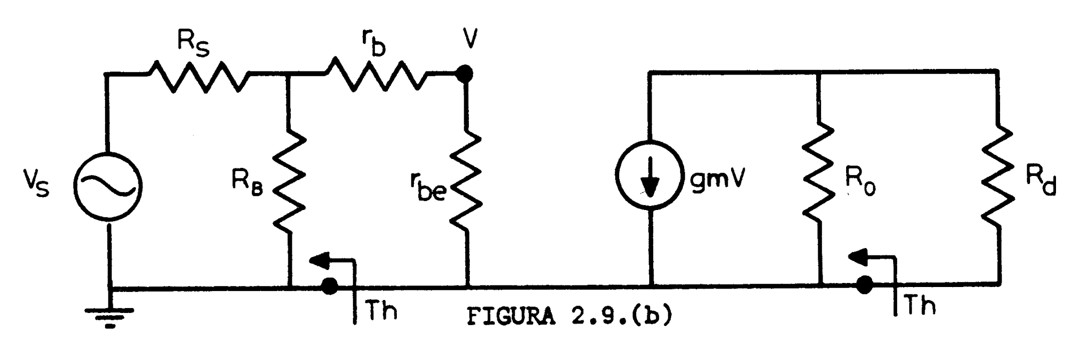


FIGURA 2.9.(b)

Aplicando THEVENIN en los lugares señalados se tiene :

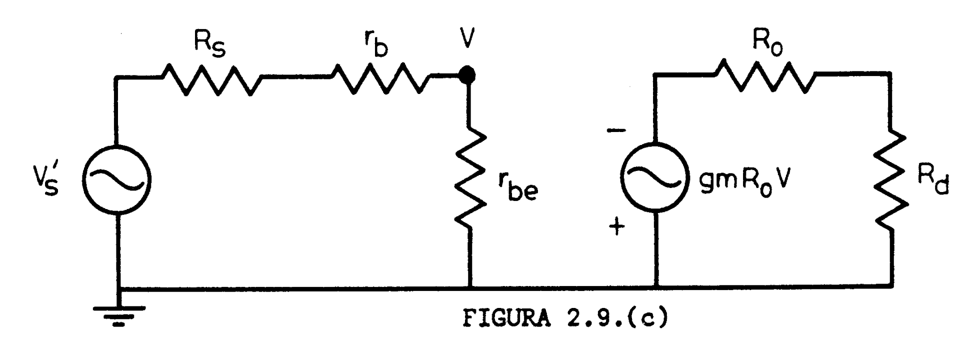


FIGURA 2.9.(c)

Generalizando el circuito anterior :



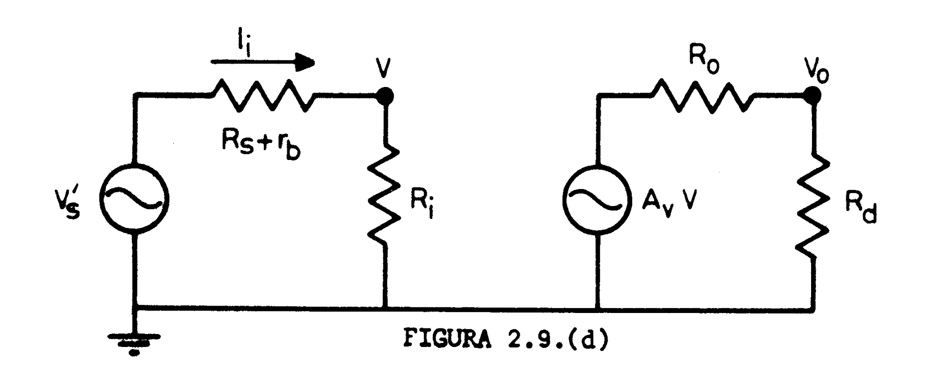


FIGURA 2.9.(d)

$$A'_{V_S} = \frac{V_0}{V'_S} = \frac{V_0}{V} \cdot \frac{V}{V'_S} = A_v \frac{R_d}{R_o + R_d} \cdot \frac{R_i}{R_i + (R'_S + r_b)}$$

Despreciando r_b se tiene :

$$A'_{V_S} = A_v \frac{R_d}{R_o + R_d} \cdot \frac{R_i}{R_i + R'_S}$$

Conociendo A_{V_S} se calcula A'_{V_S}. Se sabe que :

$$V'_S = V_S \frac{R_B}{R_B + R_S}$$

$$A'_{V_S} = \frac{V_0}{V'_S} = \frac{V_0}{V_S} \cdot \frac{R_B + R_S}{R_B}$$

Por lo tanto :

$$A'_{V_S} = A_{V_S} \frac{R_B + R_S}{R_B}$$

2.3.6. CALCULO DE LA TRANSCONDUCTANCIA :

Se define como :

$$G'_{M_S} = \frac{I_c}{V'_S} \qquad G'_{M_S} = \frac{V_0 / R_d}{V_S}$$

$$\therefore \quad G'_{M_S} = \frac{A'_{V_S}}{R_d}$$

2.3.7. CALCULO DE LA TRANSRESISTENCIA :

Se define como:

$$R'_{M_S} = \frac{V_0}{I_i} \qquad R'_{M_S} = \frac{V_0 \, (R'_S + R_i)}{V'_S}$$

$$\therefore \quad R'_{M_S} = A'_{V_S} \, (R'_S + R_i)$$

2.3.8. CALCULO DE LA GANANCIA DE CORRIENTE :

Se define como :



$$A'_{I_S} = \frac{I_c}{I_i} \qquad A'_{I_S} = \frac{V_0\,(R'_S + R_i)}{R_d \cdot V'_S}$$

$$\therefore \quad A'_{I_S} = A'_{V_S}\,\frac{R'_S + R_i}{R_d}$$

2.3.9. AMPLIFICADOR IDEAL DE TENSION :

Sea $R_i = \infty$ y $R_o = 0$ Resulta : $A'_{V_S} = A_v$

Transferencia que no depende de R_S ni de R_d .

$$G'_{M_S} = \frac{A_v}{R_d}\,, \qquad R'_{M_S} = A_v\,(R'_S + R_i),\quad A'_{I_S} = A_v\,\frac{R'_S + R_i}{R_d}$$

Las otras tres transferencias dependen de R_d y/o R_S .

2.3.10. GANANCIA DE POTENCIA DEL TRANSISTOR:

Definición: $A_P = \left|\frac{P_L}{P_1}\right|$

$$A_P = \left|\frac{V_0 \times I_0}{V_1 \times I_b}\right| = \left|A_V \times A_I\right| \qquad \{2.13.\}$$

2.3.6. GANANCIA DE POTENCIA DEL SISTEMA:

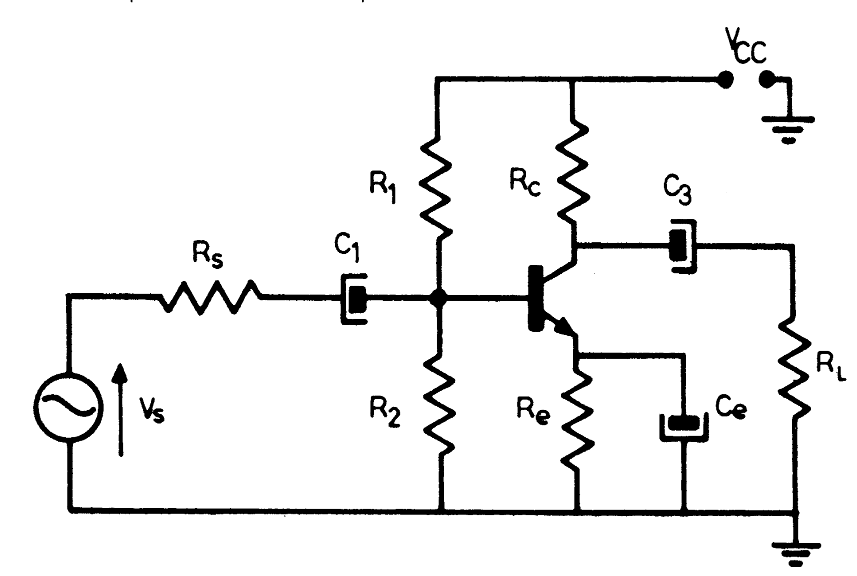
Definición: $A_{P_S} = \left|\frac{P_L}{P_S}\right|$

$$A_{P_S} = \left|\frac{V_0 \times I_0}{V_S \times I}\right| = \left|A_{V_S} \times A_{I_S}\right| \qquad \{2.14.\}$$

Ejemplo :

DATOS :

$V_{CC} = 12$ V
$R_1 = 100$ KΩ
$R_2 = 47$ KΩ
$R_e = 1{,}5$ KΩ
$R_C = 2{,}2$ KΩ
$R_S = 10$ KΩ
$R_L = 1$ KΩ
BC 549 B
$T_a = 65$ °C



a) $\frac{V_{CC}}{V_{CEO_{MAX}}} = \frac{12}{20} = 0,6 < 0,75$

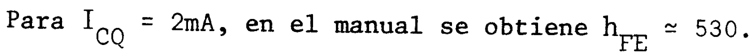
b) Circuito de contínua :

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{47}{100 + 47} 12 = 3,84 \text{ V}$$

$$R_B = R_1 \,||\, R_2 = 100 \,||\, 47 = 31,97 \text{ K}\Omega$$

$$I_{CQ} \simeq \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e}$$

$$I_{CQ} = \frac{3,84 - 0,7}{1,5 \cdot 10^3} = 2,09 \text{ mA}$$



Para I_{CQ} = 2mA, en el manual se obtiene $h_{FE} \simeq 530$.

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE}}} = \frac{3,84 - 0,7}{1,5 \cdot 10^3 + \frac{31,97}{530}} = \frac{3,14}{1,56 \cdot 10^3} = 2,09 \text{ mA}$$

Tomamos entonces I_{CQ} = 2mA y calculamos V_{CEQ}

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_e) = 12 - 2 (1,5 + 2,2) \cdot 10^3 = 4,6 \text{ V}$$

$$P_{dT} = I_{CQ} \cdot V_{CEQ} \simeq 2\text{mA} \cdot 4,6 \text{ V} = 9,2 \text{ mW}$$

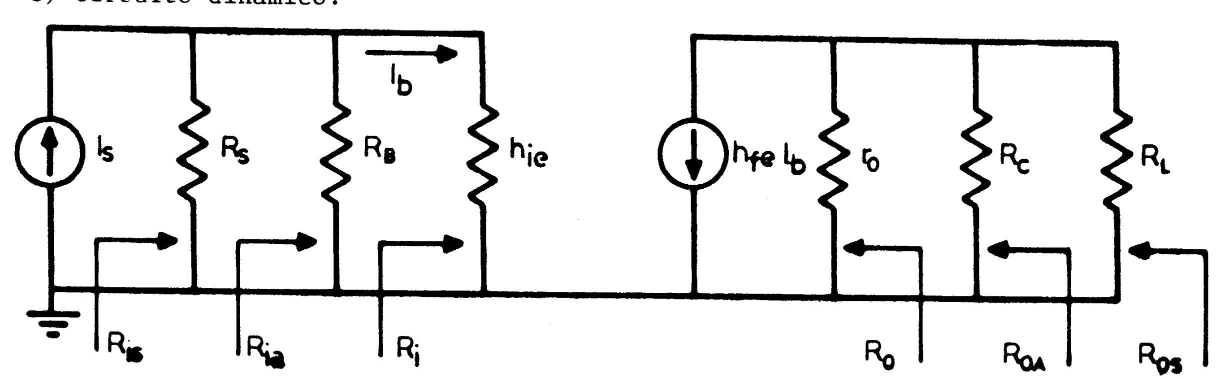
El BC 549 admite una potencia disipada de 300mW hasta una temperatura ambiente T_a = 75 °C (manual).

Corrida térmica:

Debe ser

$V_{CEQ} < \frac{V_{CC}}{2}$, V_{CEQ} = 4.6 V , como $\frac{V_{CC}}{2} = \frac{12}{2}$ = 6V, Se cumple.

c) Circuito dinámico:



En los gráficos correspondientes del manual se obtiene:

2-10

$h_{ie} = 8{,}5\ K\Omega \qquad h_{fe} = 600 \qquad h_{oe} = 60\ \mu\mho$

$$r_o \simeq \frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{60\ \mu\mho} \simeq 16{,}5\ K\Omega$$

$R_i = h_{ie} = 8{,}5\ K\Omega \qquad R_{i_A} = R_B \ || \ R_i = 31{,}97\ K\Omega \ || \ 8{,}5\ K\Omega = 7\ K\Omega$

$R_{i_S} = R_S + R_{i_A} = 10\ K\Omega + 7\ K\Omega = 17\ K\Omega$

$R_o = r_o = 16{,}5\ K\Omega$

$R_{o_A} = R_o \ || \ R_C = 16{,}5\ K\Omega \ || \ 2{,}2\ K\Omega \simeq 2\ K\Omega$

$R_{o_S} = R_{o_A} \ || R_L = 2\ K\Omega \ || \ 2\ K\Omega = 1\ K\Omega$

Ganancias del transistor :

$$A_I = h_{fe} \frac{R_C}{R_C + R_L} = 600 \frac{2{,}2}{2{,}2 + 2} = 314$$

$R_d = R_C \ || \ R_L = 2{,}2\ K\Omega \ || \ 2\ K\Omega \simeq 1\ K\Omega$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_{be}} \simeq \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \quad \text{ya que} \quad r_b << r_{be}$$

$$g_m = \frac{600}{8500} = 0{,}07\ \mho = 70\ m\mho$$

$$A_V = -\ g_m \cdot R_d \frac{r_{be}}{r_b + r_{be}} \qquad \text{haciendo} \quad \frac{r_{be}}{r_b + r_{be}} \simeq 1$$

$A_V = -\ g_m \cdot R_d = -\ 70 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 10^3 = -\ 70$

$A_P = |A_I \cdot A_V| = |314 \cdot 70| \simeq 22.000$

Ganancias del sistema :

$$A_{I_S} = A_I \frac{R_B}{R_B + R_i} = 314 \frac{31{,}97}{31{,}97 + 8{,}5} = 259$$

$$A_{V_S} = A_v \frac{R_{i_A}}{R_S + R_{i_A}} = 70 \frac{7}{10 + 7} = 29$$

$A_{P_S} = |A_{V_S} \cdot A_{I_S}| = |259 \cdot 29| \simeq 7500$

$$A'_{V_S} = A_{V_S} \frac{R_B + R_S}{R_B} \qquad (\text{Despreciando } r_b)$$

$$A'_{V_S} = 29 \frac{31{,}97 + 10}{31{,}97} = 38$$



$$G'_{MS} = \frac{A'_{VS}}{R_d} = \frac{38}{1 \cdot 10^3} = 38 \text{ m℧}$$

$$R'_{MS} = A'_{VS} \ \{(R_S \ || \ R_B) + R_i\}$$

$$R'_{MS} = 38 \ \{ (10 \ || \ 31{,}97) + 8{,}5 \text{ K}\Omega \} = 38 \ (8 + 8{,}5)$$

$$R'_{MS} = 627 \text{ K}\Omega$$

2.4. EMISOR COMUN CON EXCITACION DE CORRIENTE :

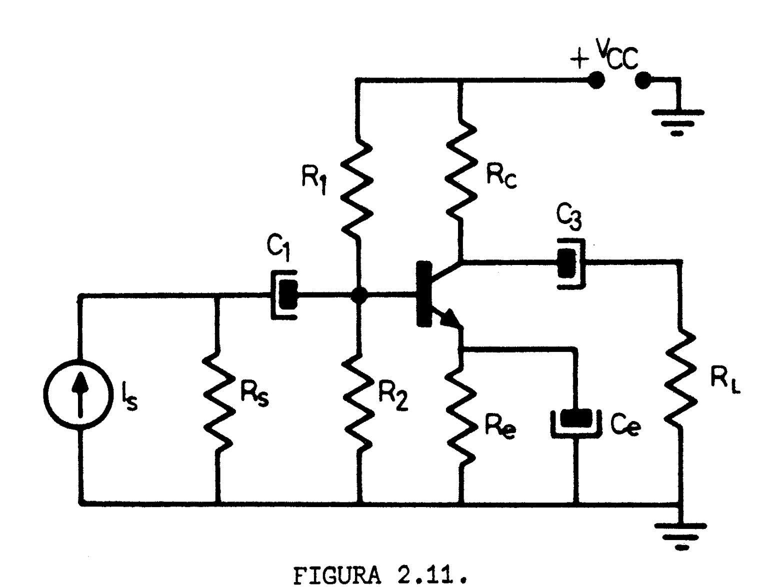


FIGURA 2.11.

Reemplazando el transistor por su modelo incremental se tiene :
(Suponemos $r_o >> R_C$)

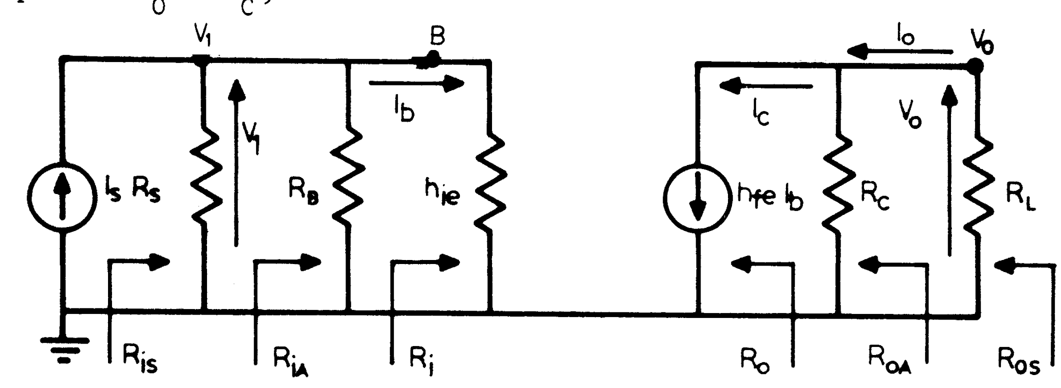


FIGURA 2.12.

Solo cambia R_{i_S} , con respecto al circuito excitado por tensión :

$$R_{i_S} = R_S \; || \; R_{i_A}$$

Las ganancias correspondientes al transistor no se alteran ya que no dependen del tipo de excitación.

2.4.1. GANANCIA DE CORRIENTE DEL SISTEMA :

$$A_{I_S} = \frac{I_o}{I_S} = \frac{I_o}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I_S} = A_I \frac{R}{R + R_i} \qquad \{2.15.\}$$

Donde :

$$R = R_S \; || \; R_b$$

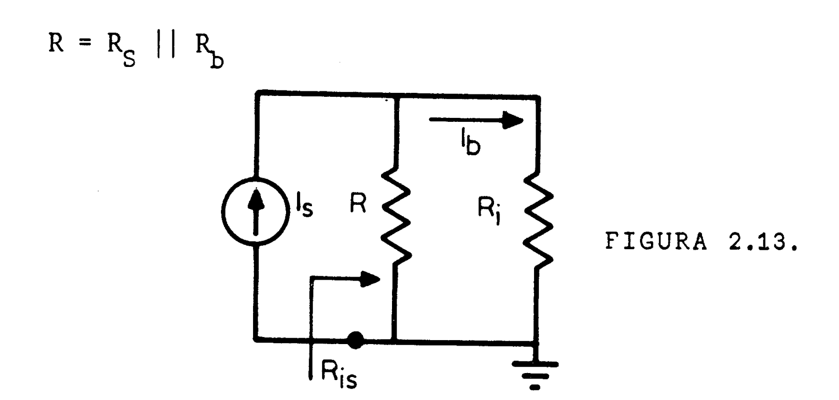


FIGURA 2.13.

2.4.2. GANANCIA DE TENSION DEL SISTEMA :

$$A_{V_S} = \frac{V_o}{V_1} = A_V \qquad \{2.16.\}$$

2.4.3. CALCULO DE OTRAS TRANSFERENCIAS CONOCIENDO A_{I_S} ;

Generalizando la FIGURA 2.12. se tiene :

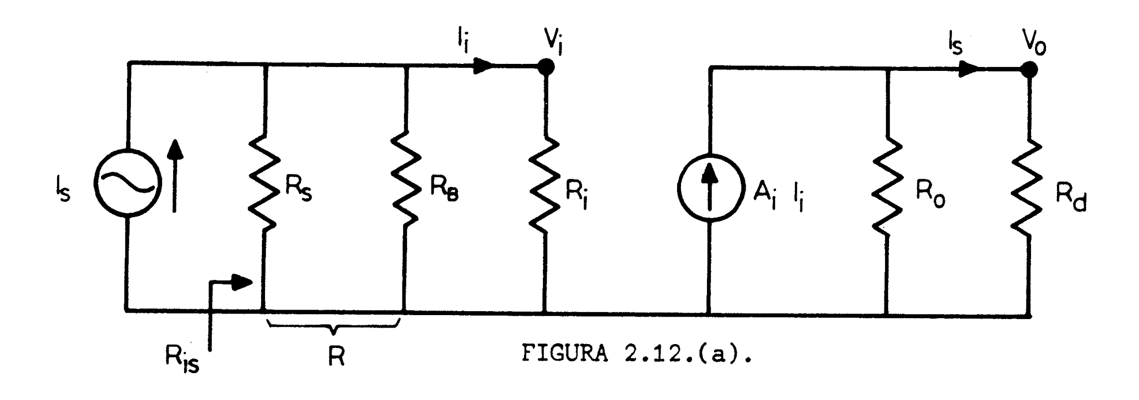


FIGURA 2.12.(a).

De la FIGURA 2.12.(a) :

$$I_c = A_i\, I_i \frac{R_o}{R_o + R_d} \quad , \quad A_I = \frac{I_c}{I_i} = A_i \frac{R_o}{R_o + R_d}$$

donde $A_i = A_I$ para $R_d = 0$

La ganancia de corriente del sistema es :

$$A_{I_S} = \frac{I_c}{I_S} = \frac{I_c}{I_i} \cdot \frac{I_i}{I_S} = A_i \frac{R_o}{R_o + R_d} \cdot \frac{R}{R + R_i}$$

2.4.3. CALCULO DE LA TRANSRESISTENCIA :

Se define como : $R_{M_S} = V_0 / I_S$

$$R_{M_S} = \frac{V_0}{I_S} = \frac{I_c \cdot R_d}{I_S} = A_{I_S} \cdot R_d$$

$$R_{M_S} = A_{I_S} \cdot R_d$$

2.4.4. CALCULO DE LA TRANSCONDUCTANCIA :

Se define como : $G_{M_S} = I_c / V_i$

$$G_{M_S} = \frac{A_{I_S} \cdot I_S}{R_{i_S} \cdot I_S} = \frac{A_{I_S}}{R_{i_S}}$$

$$G_{M_S} = \frac{A_{I_S}}{R_{i_S}}$$

2.4.5. CALCULO DE LA GANANCIA DE TENSION :

$$A_{V_S} = \frac{V_0}{V_i} = \frac{I_c \cdot R_d}{R_{i_S} \cdot I_S} = \frac{A_{I_S}\, I_S\, R_d}{R_{i_S}\, I_S}$$

$$A_{V_S} = A_{I_S} \frac{R_d}{R_{i_S}}$$





2.4.6. AMPLIFICADOR IDEAL DE CORRIENTE :

Sea $R_i = 0$ y $R_o = \infty$

$$A_{I_S} = A_i = \frac{I_c}{I_S}$$

Hay que destacar que en el amplificador ideal de corriente no cambia la transferencia de corriente al variar R_S y/o R_d .

Veamos como quedan las otras transferencias:

$$R_{M_S} = A_{I_S} \cdot R_d = A_i \cdot R_d$$

Se ve que cambia R_{M_S} con la variación de R_d .

$$G_{M_S} = A_{I_S} / R_{i_S} \quad \therefore \quad G_{M_S} = \frac{A_i}{R_{i_S}}$$

Se ve que cambia con R_S .

$$A_{V_S} = A_{I_S} \cdot \frac{R_d}{R_{i_S}} = A_i \frac{R_d}{R_{i_S}}$$

Se ve que esta transferencia cambia con R_d y R_{i_S} .

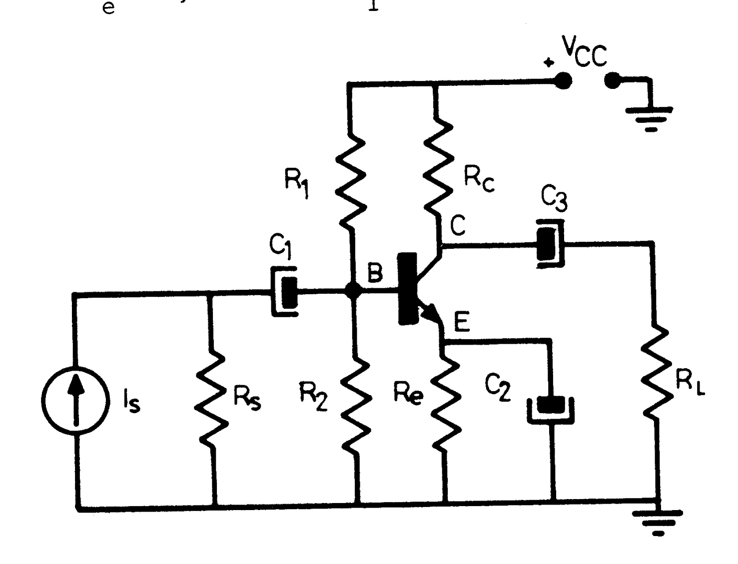
2.4.7. GANANCIA DE POTENCIA DEL SISTEMA:

$$A_{P_S} = \left| \frac{P_L}{P_S} \right| = \frac{V_0 \times I_0}{V_1 \times I_S} = \left| A_{V_S} \times A_{I_S} \right|$$

Ejemplo

DATOS:

$R_S = 10K\Omega$	$V_{CC} = 24V$	$R_C = 3{,}9K\Omega$
$R_2 = 22K\Omega$	$T_a = 65^0C$	$R_L = 1K\Omega$
$R_e = 2{,}2K\Omega$	$R_1 = 51K\Omega$	BC 547 A



a) $\dfrac{V_{CC}}{V_{CEOMAX}} = \dfrac{24}{45} = 0{,}53 < 0{,}75$

b) Circuito de continua:

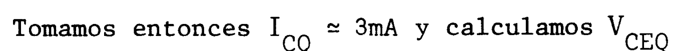
$$V_{BB} = V_{CC}\,\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 24\,\frac{22}{22 + 51} = 7{,}23\ \text{V}$$

$$R_B = R_1 || R_2 = \frac{22\ .\ 51}{22 + 51} = 15{,}37\ \text{K}\Omega$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e} = \frac{7{,}23 - 0{,}7}{2{,}2\ .\ 10^3} = 2{,}97\text{mA}$$

Para $I_{CQ} \simeq$ 3mA, en el manual se obtiene h_{FE} = 200.

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \dfrac{R_B}{h_{FE}}} = \frac{7{,}23 - 0{,}7}{2{,}2\ .\ 10^3 + \dfrac{15{,}37\ .\ 10^3}{200}} = 2{,}88\text{mA}$$


Tomamos entonces $I_{CQ} \simeq$ 3mA y calculamos V_{CEQ}

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_e) = 24 - 3\ .\ 10^{-3}\ .\ 6{,}1\ .\ 10^3 = 5{,}7\text{V}$$

$$P_{d_T} = I_{CQ}\ .\ V_{CEQ} = 3\text{mA}\ .\ 5{,}7\text{V} \simeq 17\text{mW}$$

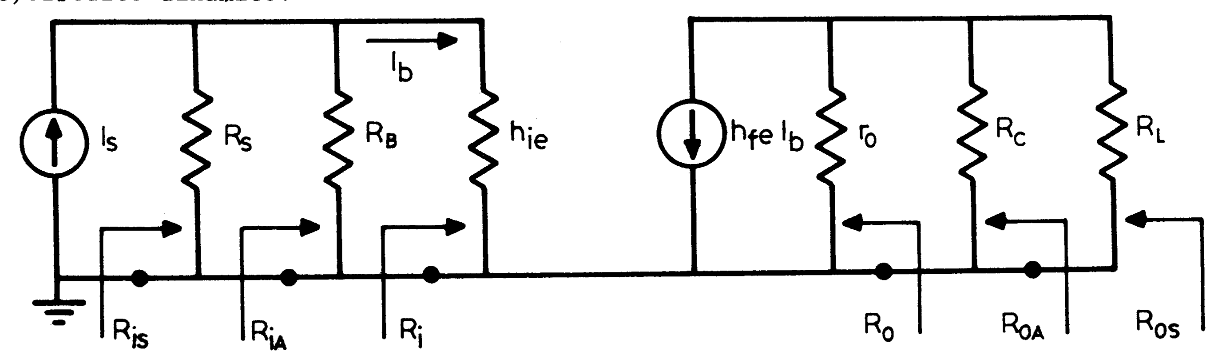
El BC 547 admite una potencia disipada de 300mW hasta una temperatura ambiente Ta = 75°C (manual).

Corrida térmica:

Debe ser $V_{CEQ} < \dfrac{V_{CC}}{2}$

V_{CEQ} = 5,7V $\qquad \dfrac{V_{CC}}{2} = \dfrac{24}{2}$ = 12V (Se cumple)

c) Circuito dinámico:



En los gráficos correspondientes al manual se obtiene:

h_{ie} = 2KΩ $\quad h_{fe}$ = 220 $\quad h_{oe}$ = 20 μ℧

$r_o \simeq \frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{20\ \mu\mho} = 50K\Omega$ $\qquad R_i = h_{ie} = 2K\Omega$

$R_{iA} = R_B \;||\; R_i = 15{,}37K\Omega \;||\; 2K\Omega = 1769\Omega$

$R_{iS} = R_S \;||\; R_{iA} = 10K\Omega \;||\; 1{,}77K\Omega = 1{,}5K\Omega$

$R_o = r_o = 50K\Omega$ $\qquad R_{oA} = R_o \;||\; R_C = 50K\Omega \;||\; 3{,}9K\Omega = 3{,}6K\Omega$

Como r_o afecta poco el valor de R_{oA} se puede considerar $r_o \to \infty$ y $R_{oA} = R_C = 3{,}9K$

$R_{oS} = R_{oA} \;||\; R_L = 3{,}6K\Omega \;||\; 1K\Omega = 782\Omega$

Si consideramos a $r_o = \infty$ se tiene ; $R_{oS} = R_{oA} \;||\; R_L = 3{,}9K\Omega \;||1K\Omega = 796\Omega$

Ganancia del transistor:

$$A_I = h_{fe}\frac{R_C}{R_C + R_L} = 220\ \frac{3{,}9}{3{,}9 + 1} = 175$$

$R_d = R_C \;||\; R_L = 3{,}9K\Omega \;||\; 1K\Omega = 796\Omega$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{r_{be}} \simeq \frac{h_{fe}}{h_{ie}} \quad \text{ya que } r_b << r_{be}$$

$$g_m = \frac{220}{2000} = 0{,}1\ \mho = 100\ m\mho \qquad A_V = -g_m \cdot R_d\ \frac{r_{be}}{r_b + r_{be}}$$

Haciendo: $\frac{r_{be}}{r_b + r_{be}} \simeq 1$ se tiene :

$A_V = -g_m \cdot R_d = -\ 0{,}1\ .\ 796 = -\ 79{,}6$

$A_P = |\ A_I \cdot A_V\ | = |\ 175\ .\ 79{,}6\ | \simeq 14000$

Ganancias del sistema :

$R = r_S \;||\; R_B = 10\ K\Omega \;||\; 15{,}37\ K\Omega \simeq 6\ K\Omega$

$A_{V_S} = A_V = -\ 79{,}6$

$$A_{I_S} = A_I\ \frac{R}{R + R_i} = 175\ \frac{6}{6 + 2} \simeq 130$$

$$A_{V_S} = A_{I_S}\ \frac{R_d}{R_{i_S}} = \frac{796}{1{,}5\ .\ 10^3}\ .\ 130 = 79{,}6$$

$R_{M_S} = A_{I_S} \cdot R_d = 130\ .\ 796 = 103{,}5\ K\Omega$

$$G_{M_S} = \frac{A_{I_S}}{R_{i_S}} = \frac{130}{1{,}5\ .\ 10^3} = 86{,}6\ m\mho$$

$A_{P_S} = |\ A_{V_S} \cdot A_{I_S}\ | = |\ 79{,}6\ .\ 130\ | \simeq 10300$

La configuración de EC presenta altas ganancias de tensión y corriente y por consiguiente alta ganancia de potencia. Su resistencia de entrada posee un valor medio (2 KΩ). La señal de salida está invertida respecto de la señal de entrada.



2.5. BASE COMUN CON EXCITACION DE TENSION :

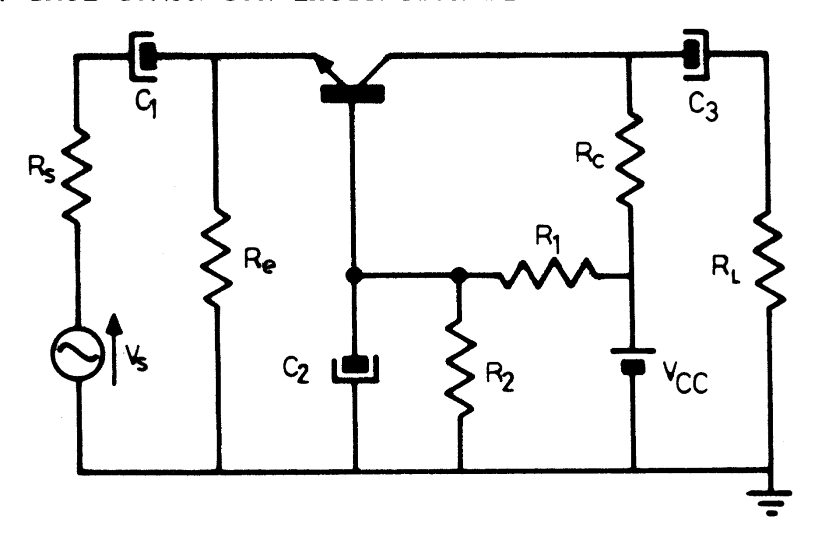


FIGURA 2.14.

a) Verificar $V_{CEO_{MAX}}$

b) Hacer circuito de continua y determinar Q, P_{d_T} y verificar corrida térmica.

Para f = 0 es $X_c = \infty$ Queda :

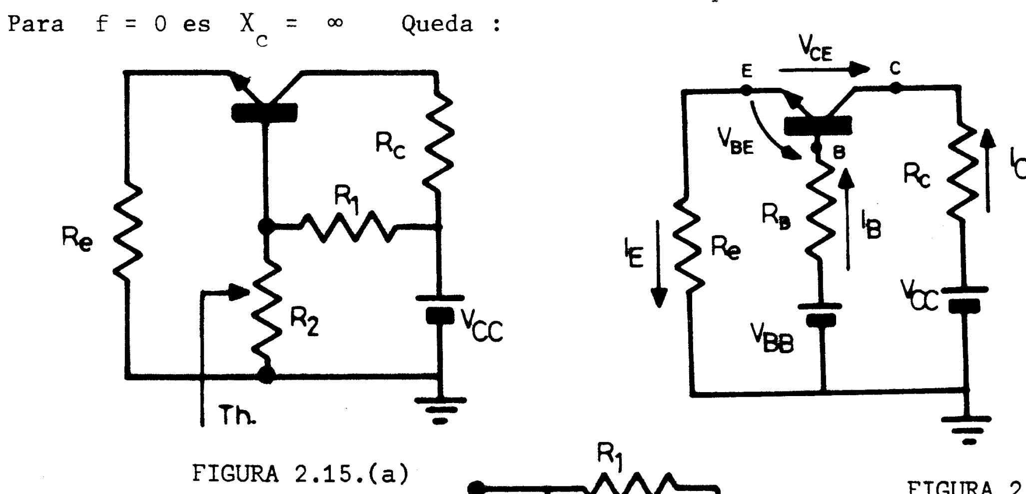


FIGURA 2.15.(a)

FIGURA 2.15.(b)

Aplicando THEVENIN se obtiene:

$$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_B = R_1 \,||\, R_2$$

FIGURA 2.15.(c)

En la malla de entrada de la FIGURA 2.15.(b) se tiene:

$$V_{BB} = I_B \cdot R_B + V_{BE} + I_E \cdot R_e \simeq \frac{I_C}{h_{FE}} + V_{BE} + I_C \cdot R_e$$

Haciendo : $I_C = I_E$

Por lo tanto :

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE_T}}} = I_{CQ}$$

2-18

De la malla externa de la FIGURA 2.15.(b), se obtiene:

$$V_{CC} = I_{CQ} \cdot R_C + V_{CEQ} + R_e \cdot I_{CQ} \quad \therefore \quad V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_e)$$

$$V_{CBQ} = V_{CEQ} - V_{BEQ}$$

Queda determinado el punto Q.

$$Q \left| \begin{array}{l} I_{CQ} \\ V_{CBQ} \end{array} \right.$$

$P_{d_T} = V_{CBQ} \cdot I_{CQ}$ (Verificar que sea menor que P_d admisible)

$V_{CEQ} < \frac{V_{CC}}{2}$ (Verificar)

c) Circuito dinámico:

Se hace $X_C = 0$, $V_{CC} = V_{BB} = 0$. Queda :

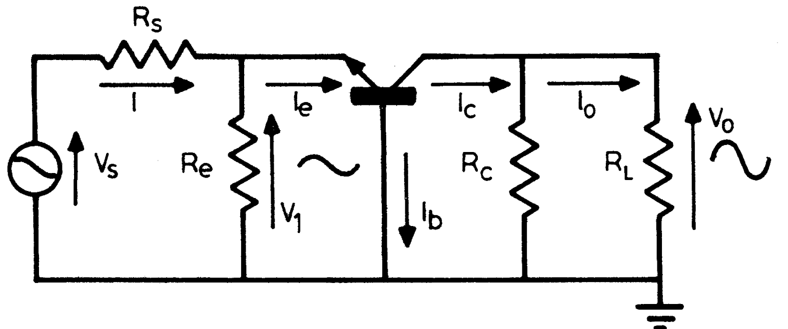


FIGURA 2.16.

Por inspección de la FIGURA 2.16. se ve que la salida y la excitación del BC están en fase.

En la FIGURA 2.17. se tiene el modelo incremental del transistor para BC :

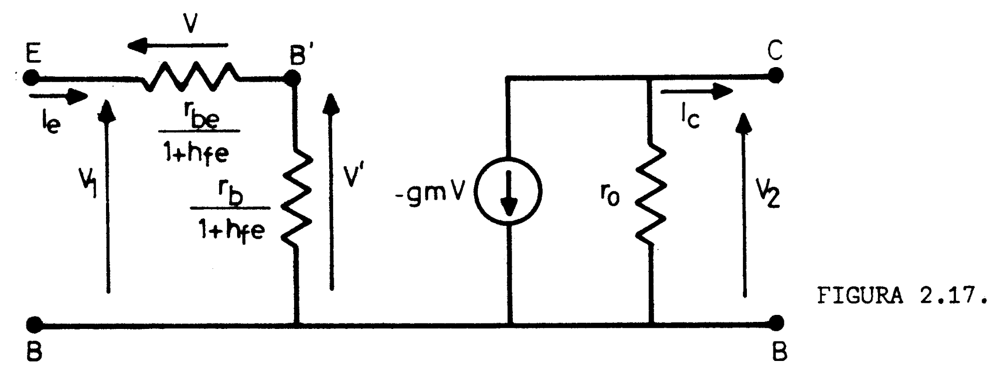


FIGURA 2.17.

$V_1 = V + V'$. Tanto para EC como para BC se supone que se excita con la misma tensión V_1 . Entonces, para EC se tenía que :

$$V_1 = r_{be} \cdot I_b + r_b \cdot I_b = V + V'$$

Para BC se tiene que la corriente de entrada es :

$$I_e = (1 + h_{fe}) I_b$$

Por lo tanto para mantener constantes las caídas de tensión en la juntura (V) y en el material de la base (V') deben dividirse las resistencias por $(1 + h_{fe})$.

Teniendo en cuenta que r_b tiene un valor pequeño podemos despreciar V' frente a V. Por otra parte las características de salida del BC son mucho más horizontales que las de EC, lo cual nos indica que r_o para BC es mucho mayor que para EC.
De acuerdo a lo anterior pasamos al circuito de la FIGURA 2.18. despreciando :

$$\frac{r_b}{1 + h_{fe}} \quad y \quad r_o$$

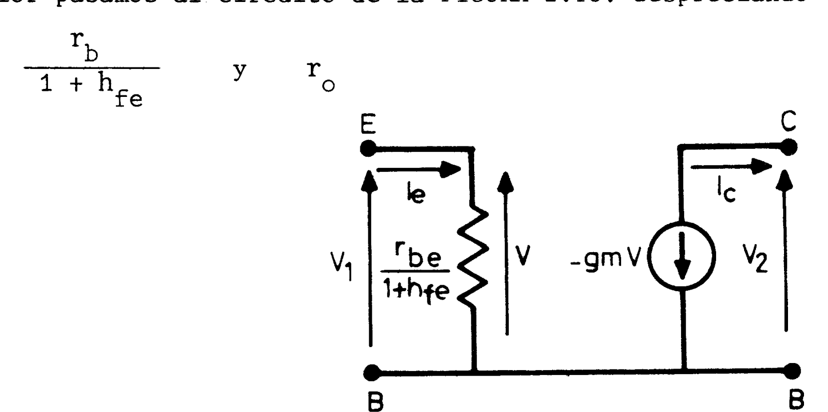


FIGURA 2.18.

Recordemos que g_m se define para $V_2 = 0$

De la FIGURA 2.18., entonces : $I_c = - g_m \cdot V$

donde el signo menos indica que en realidad la corriente de colector es opuesta a la corriente que entrega el generador controlado.
Siendo h_{ib} el parámetro híbrido que indica la resistencia de entrada del BC para $V_2 = 0$, resulta :

$$h_{ib} = \frac{r_{be} + r_b}{1 + h_{fe}} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} \qquad \{2.17.\}$$

Podemos hacer un circuito incremental usando un generador de corriente controlado por corriente como en la FIGURA 2.19.

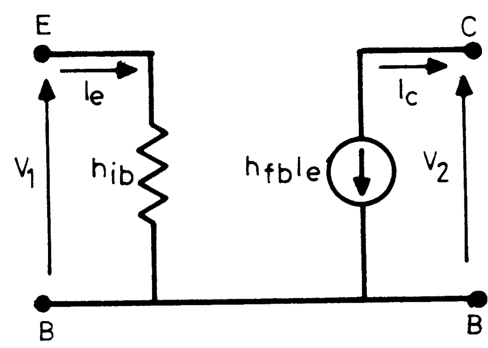


FIGURA 2.19.

Comparando las FIGURAS 2.18. y 2.19. se tiene:

$$- g_m \cdot V = h_{fb} \cdot I_e \qquad V = I_e \cdot \frac{r_{be}}{1 + h_{fe}}$$

$$- g_m \cdot I_e \frac{r_{be}}{1 + h_{fe}} = h_{fb} \cdot I_e$$

Como $h_{fe} = g_m \cdot r_{be}$ queda :

$$- \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} = h_{fb} \qquad \{2.18.\}$$

Se puede demostrar que para BC :

$$r_o \simeq \frac{1}{h_{ob}}$$

donde: $h_{ob} = \dfrac{h_{oe}}{1 + h_{fe}}$ {2.19.} Como h_{fe} es grande, resulta h_{ob} chica y el r_o de BC muy grande.

En los circuitos equivalentes se puede suponer por lo tanto :

$$r_o = \infty$$

Tomamos un BC 548 A para $I_{CQ} = 2$ mA.

Se tiene en la hoja de datos:

$h_{ie} = 2700\ \Omega$ $\quad h_{oe} = 18\ \mu\mho$ $\quad h_{fe} = 220$

$$\therefore \quad h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} = \frac{2700}{221} = 12{,}2\ \Omega$$

$$h_{ob} = \frac{18 \cdot 10^{-6}}{221} = 81 \cdot 10^{-9}\ \mho$$

$$r_o = \frac{1}{h_{ob}} = \frac{1}{81 \cdot 10^{-9}} \simeq 12\ M\Omega$$

$$h_{fb} = -\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} = -\frac{220}{221} = -0{,}995 \simeq -1$$

Reemplazando la FIGURA 2.19. en la FIGURA 2.16. se tiene:

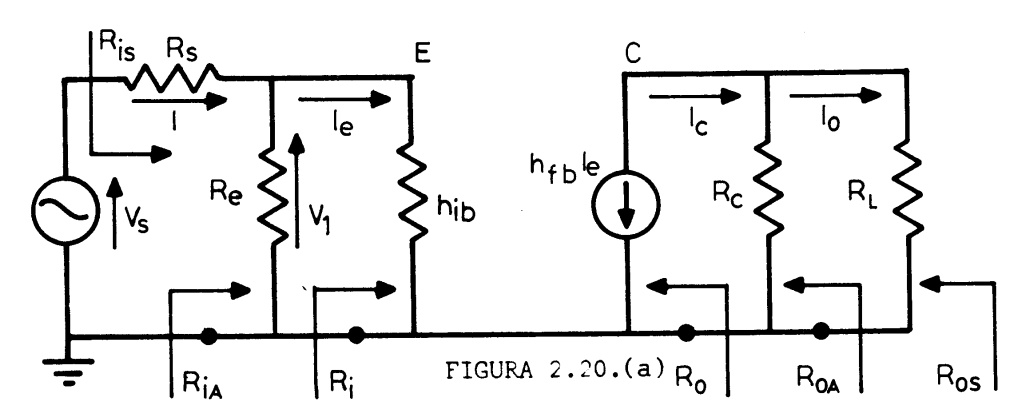


FIGURA 2.20.(a)

$R_i = h_{ib}$ {2.20.} $\qquad R_i = \dfrac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} \simeq \dfrac{r_{be}}{1 + h_{fe}} \simeq \dfrac{r_{be}}{h_{fe}} = \dfrac{1}{g_m}$ {2.21.}

$R_{iA} = R_e \,||\, R_i$

Como $R_e >> h_{ib}$, generalmente ocurre que $R_{iA} \simeq h_{ib} = \dfrac{1}{g_m}$

R_o prácticamente es ∞ $\qquad R_o = \infty$

$R_{OA} = R_O \,||\, R_C \simeq R_C$ $\qquad R_{OS} = R_{OA} \,||\, R_L = R_C \,||\, R_L = R_d$

Ganancia de corriente del transistor :

$$A_I = \frac{I_O}{I_e}$$

De la malla de salida de la FIGURA 2.20. se obtiene:



$$\frac{I_O}{I_c} = \frac{R_C}{R_C + R_L} \quad \text{(divisor de corriente)}$$

Reemplazando I_c por $(-h_{fb} \cdot I_e)$ se obtiene :

$$I_O = -h_{fb} \cdot I_e \frac{R_C}{R_C + R_L} \quad \therefore \quad \frac{I_O}{I_e} = -h_{fb} \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

$$A_I = -h_{fb} \frac{R_C}{R_C + R_L} \qquad \{2.22.\}$$

En realidad, como $(-h_{fb}) \simeq 1$ resulta que $A_I < 1$, es decir que en BC no hay ganancia de corriente.

Ganancia de tensión del transistor :

Usamos el circuito con el generador g_m :

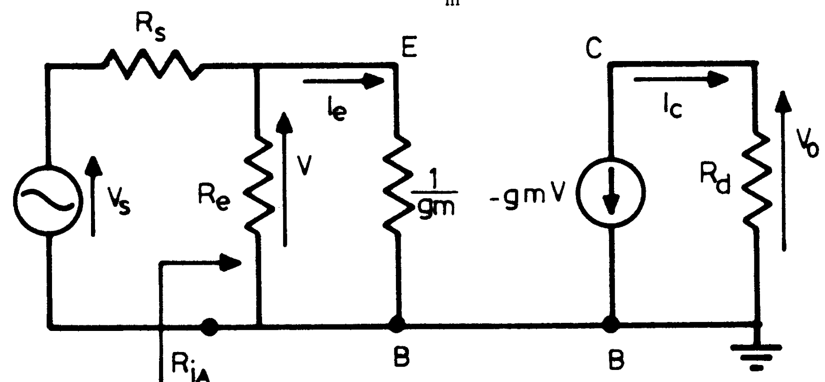


FIGURA 2.20.(b)

Se hace : $R_d = R_C \,||\, R_L$ y en lugar de h_{ib} se usa $\frac{1}{g_m}$

$$A_V = \frac{V_O}{V}$$

$$V_O = +g_m \cdot V \cdot R_d \qquad \therefore \qquad A_V = \frac{V_O}{V} = g_m \cdot R_d \qquad \{2.23.\}$$

Ganancia de potencia del transistor :

$$A_P = \frac{P_O}{P} \qquad A_P = \frac{V_O \cdot I_O}{V \cdot I_e} = A_V \cdot A_I$$

Ganancia de corriente del sistema : FIGURA 2.20.(a) :

$$A_{I_S} = \frac{I_O}{I} \qquad A_{I_S} = \frac{I_O}{I_e} \cdot \frac{I_e}{I} = A_I \cdot \frac{R_e}{R_e + R_i} \qquad \{2.24.\}$$

Donde :

$$R_i = h_{ib} = \frac{1}{g_m}$$

Ganancia de tensión del sistema :

$$A_{V_S} = \frac{V_O}{V_S} \qquad A_{V_S} = \frac{V_O}{V} \cdot \frac{V}{V_S} = A_V \cdot \frac{R_{iA}}{R_{iA} + R_S} \qquad \{2.25.\}$$

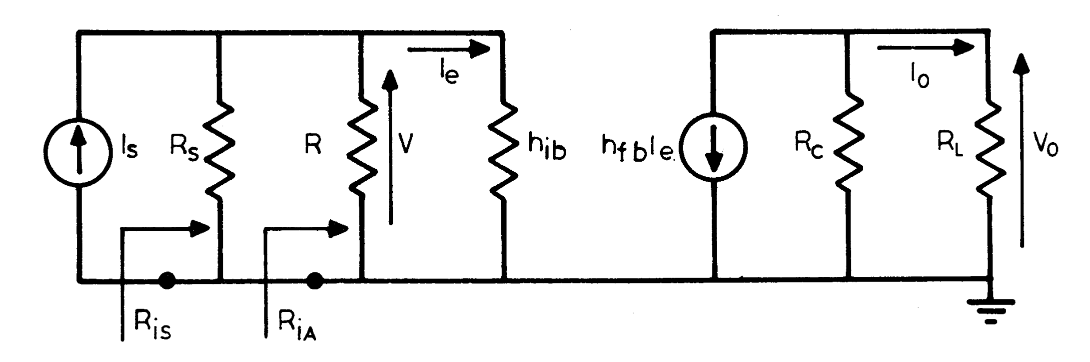
Donde:

$$R_{i_A} = R_e \;||\; h_{ib} = R_e \;||\; \frac{1}{g_m}$$

Ganancia de potencia del sistema :

$$A_{P_S} = \frac{P_0}{P_S} \qquad A_{P_S} = \frac{V_0 \cdot I_0}{V_S \cdot I} = A_{V_S} \cdot A_{I_S}$$

2.6. BASE COMUN CON EXCITACION DE CORRIENTE :



La única resistencia que cambia es R_{i_S}

FIGURA 2.20. (c)

$$R_{i_S} = R_S \;||\; R_{i_A} \qquad \text{donde} \qquad R_{i_A} = R_e \;||\; R_i$$

Las ganancias del transistor no cambian respecto de excitación con generador de tensión.
Cambian las ganancias del sistema.

Ganancia de corriente del sistema : FIGURA 2.21.

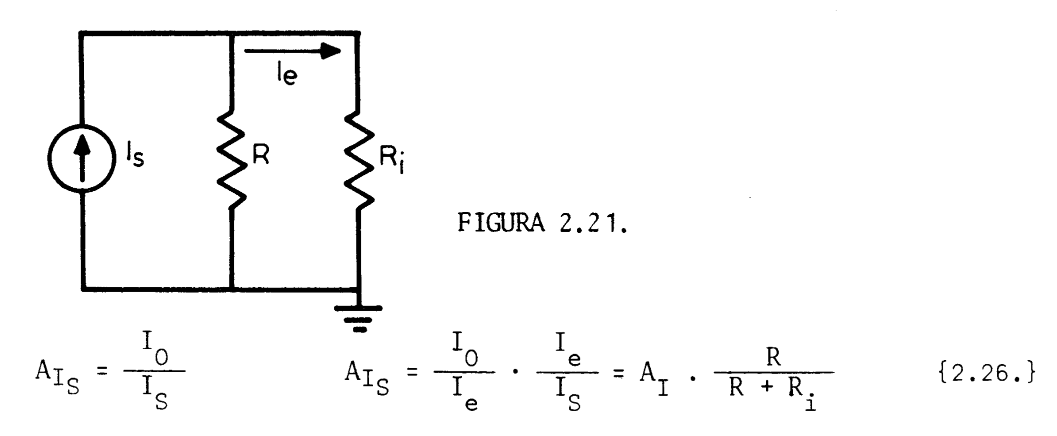


FIGURA 2.21.

$$A_{I_S} = \frac{I_0}{I_S} \qquad A_{I_S} = \frac{I_0}{I_e} \cdot \frac{I_e}{I_S} = A_I \cdot \frac{R}{R + R_i} \qquad \{2.26.\}$$

Ganancia de tensión del sistema :

$$A_{V_S} = \frac{V_0}{V} = A_V \qquad \{2.27.\}$$

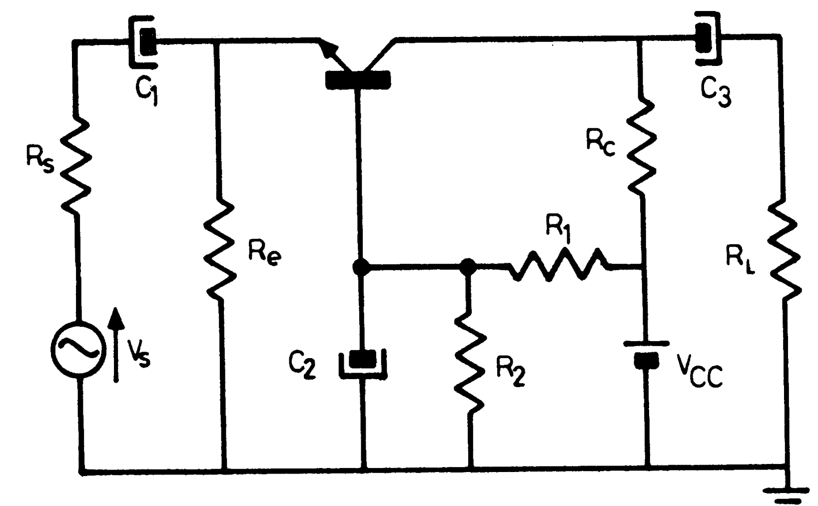
Ganancia de potencia del sistema :

$$A_{P_S} = \frac{P_0}{P_S} \qquad A_{P_S} = \frac{V_0 \cdot I_0}{V \cdot I_S} = A_{V_S} \cdot A_{I_S}$$

Ejemplo de Base Común :

DATOS :

$R_e = 470\ \Omega$
$R_S = 10\ \Omega$
$R_1 = 33\ K\Omega$
$R_2 = 5{,}6\ K\Omega$
$R_C = 3{,}3\ K\Omega$
$R_L = 10\ K\Omega$
$V_{CC} = 12\ V$
BC 548 A
$T_a = 75\ °C$



a) $V_{CC} \leq V_{CEO_{MAX}} \cdot 0{,}75$ $\qquad 12 \leq 20 \cdot 0{,}75$

$12 \leq 15$ (Se cumple).

b) Punto Q :

$$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12 \frac{5{,}6}{5{,}6 + 33} = 1{,}74\ V$$

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = 5{,}6\ K\Omega \parallel 33\ K\Omega = 4{,}79\ K\Omega$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \dfrac{R_B}{h_{FE_T}}} = \frac{1{,}74 - 0{,}7}{470 + \dfrac{4790}{180}} \simeq \frac{1{,}04}{497} \simeq 2\ mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_e + R_C) = 12 - 2 \cdot 10^{-3} \cdot 3{,}77 \cdot 10^{3} = 4{,}46\ V$$

$$P_{d_T} = I_{CQ} \cdot V_{CEQ} = 2\ mA \cdot 4{,}46\ V = 8{,}92\ mW < 300\ mW$$

c) Parte dinámica :

$$R_i = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} = h_{ib}$$

Del manual:

$h_{ie} = 2700\ \Omega$ y $h_{fe} = 220$

$$R_i = \frac{2700}{221} = 12{,}2\ \Omega$$

Si no existen datos de h_{ie} y h_{fe} se puede hacer :

$$R_i = \frac{1}{g_m} = \frac{m \cdot V_T}{I_{CQ}} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-3}} = 12{,}5\ \Omega$$ para $m = 1$

V_T se toma indistintamente como $25 \cdot 10^{-3}$ ó como $26 \cdot 10^{-3}$ V.

$$h_{fb} = -\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} \simeq -1$$

$$A_I = -h_{fb}\frac{R_C}{R_C + R_L} = (+1)\frac{3,3}{3,3 + 10} \simeq 0,25$$

$$R_{i_A} = R_i \,||\, R_e = 12,2 \,||\, 470 \simeq 12\ \Omega$$

$$R_{i_S} = R_{i_A} + R_S = 12 + 10 = 22\ \Omega$$

$$R_{O_A} = R_C = 3,3\ K\Omega \qquad R_{O_S} = R_d = R_C \,||\, R_L = 2,48\ K\Omega$$

$$A_V = g_m \cdot R_d = 40\ (1/V) \cdot I_{CQ} \cdot R_d = 198,4$$

$$A_P = A_V \cdot A_I = 198,4 \cdot 0,25 = 49,6$$

$$A_{I_S} = A_I\frac{R_e}{R_e + h_{ib}} = 0,25\frac{470}{470 + 12,2} = 0,243$$

$$A_{V_S} = A_V\frac{R_{i_A}}{R_{i_A} + R_S} = 198,4\frac{12}{12 + 10} = 108,2$$

$$A_{P_S} = A_{V_S} \cdot A_{I_S} = 108,2 \cdot 0,243 = 26,3$$

2.7. COLECTOR COMUN CON EXCITACION DE TENSION :

El CC se puede polarizar de acuerdo con la FIGURA 2.22.(a) ó la FIGURA 2.22.(b).

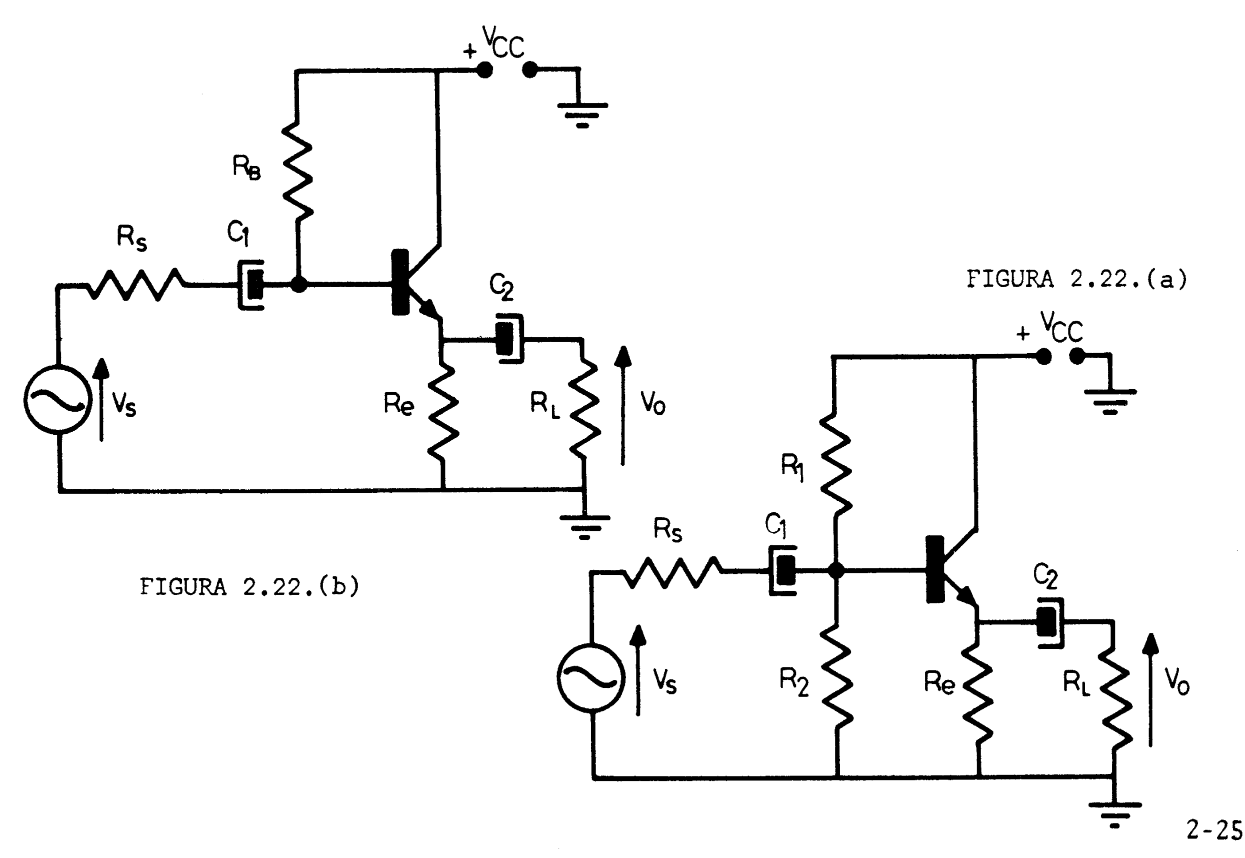


FIGURA 2.22.(a)

FIGURA 2.22.(b)

Para el circuito de la FIGURA 2.22.(a) se obtiene el siguiente circuito para la contínua : FIGURA 2.23.(a).

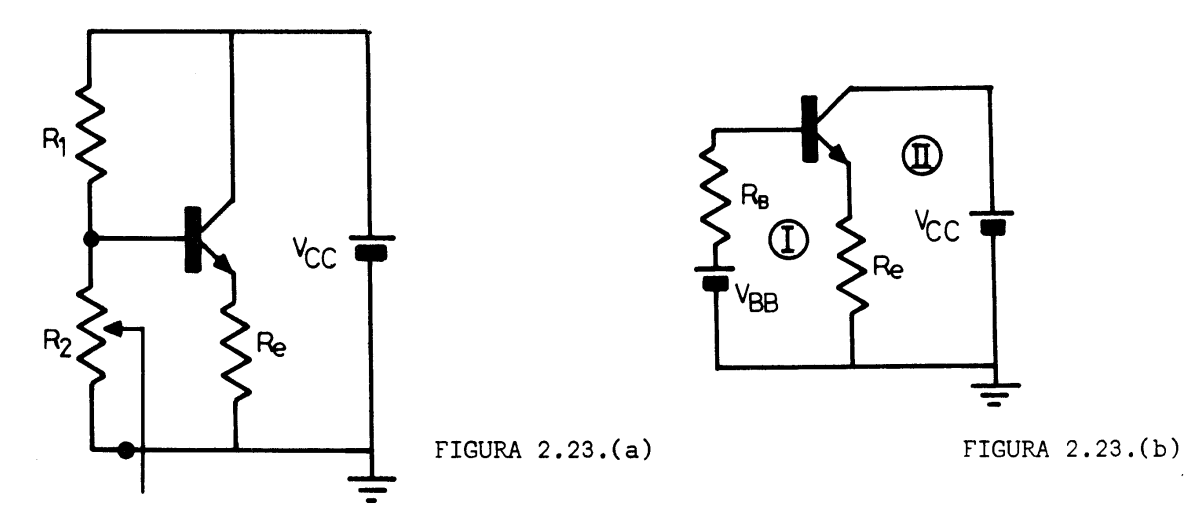


FIGURA 2.23.(a) FIGURA 2.23.(b)

Aplicando THEVENIN a la FIGURA 2.23.(a) se obtiene la FIGURA 2.23.(b) donde:

$$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad y \qquad R_B = R_1 \,||\, R_2$$

De la malla I de la FIGURA 2.23.(b) se obtiene :

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \dfrac{R_B}{h_{FE_T}}}$$

Y de la malla II se obtiene:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_e$$

Para el circuito de la FIGURA 2.22.(b) se obtiene el siguiente circuito para la contínua: FIGURA 2.24.(a).

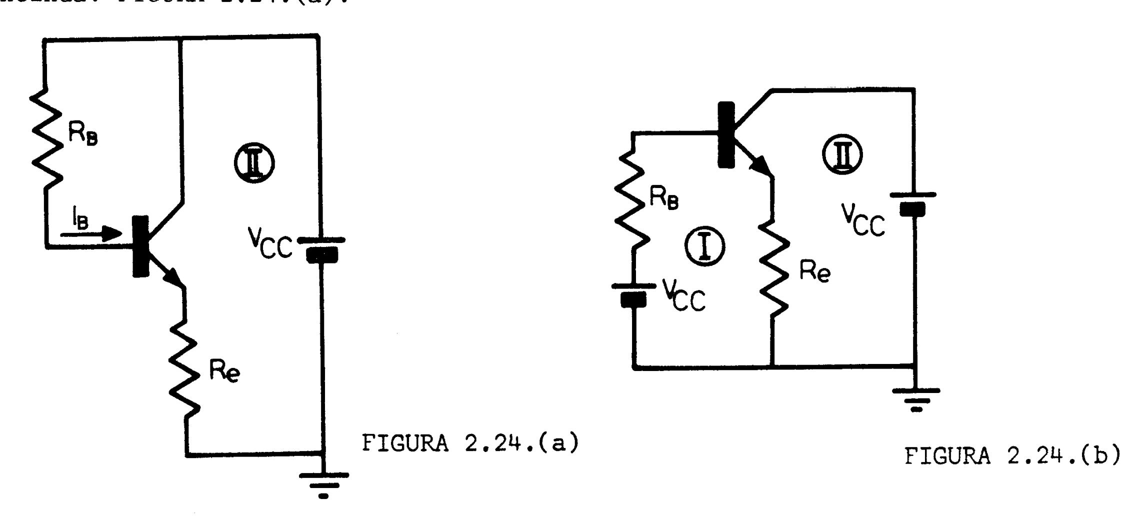


FIGURA 2.24.(a) FIGURA 2.24.(b)

Una de las mallas de la FIGURA 2.24.(a) está formada por V_{CC} , R_B , la juntura BE y R_e . Esta malla coincide con la malla I de la FIGURA 2.24.(b).
De la malla I se obtiene:



$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE_T}}}$$

De la malla II se obtiene :

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_e$$

Con el circuito de la FIGURA 2.24.(a) se consigue una R_B mucho más elevada que la R_B (R_1 || R_2) correspondiente al circuito de la FIGURA 2.23.(a). Esto es importante si se quiere obtener R_{iA} elevadas (R_B || R_i).
Por otra parte el circuito de la FIGURA 2.23.(a) tiene el punto Q más estable.
Para señales muy débiles se puede usar el circuito de la FIGURA 2.24.(a) ya que por más que se desplaze el punto Q la señal superpuesta a la contínua es lo suficientemente pequeña como para no tener recortes.

2.7.1. CIRCUITO DINAMICO :

Se obtiene en la FIGURA 2.25. y corresponde tanto al circuito de la FIGURA 2.23.(a) como al de la FIGURA 2.24.(a).

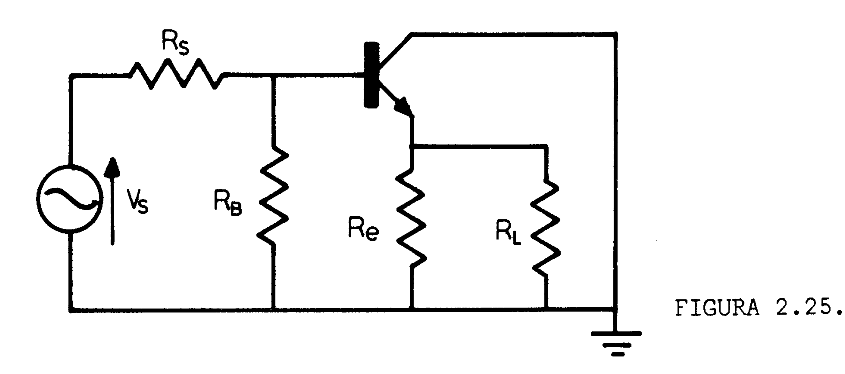


FIGURA 2.25.

Reemplazamos el transistor por el circuito híbrido simplificado.
Obtenemos la FIGURA 2.26.

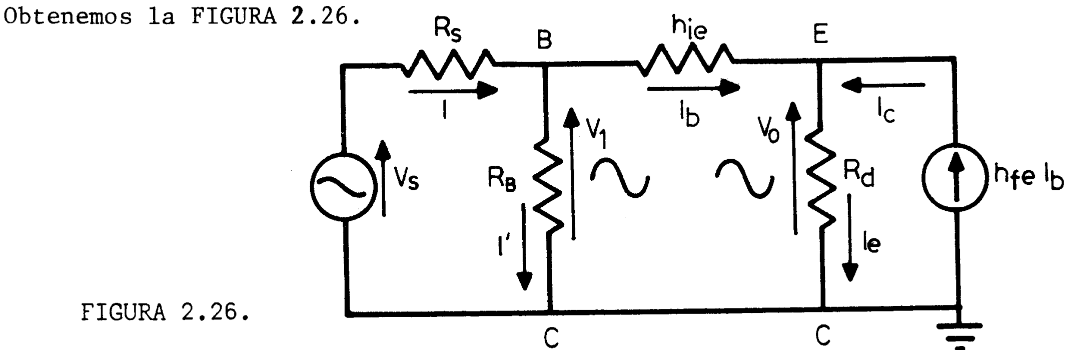


FIGURA 2.26.

Entre B y E se tiene $h_{ie} = r_b + r_{be}$ y entre C y E el generador controlado $h_{fe} . I_b$
Se observa que la salida V_O y la entrada V_S están en fase.
En la FIGURA 2.26. I , I' , e I_b son del orden de magnitud de la corriente de base I_b (varios µA), mientras que la corriente que circula por R_d (R_e || R_L) , es del orden de magnitud de los mA (I_e) .
La caída en R_d vale :

$V_O = R_d \cdot I_e$ y como $I_e = (1 + h_{fe}) \; I_b$ Resulta :

$$V_O = R_d \; (1 + h_{fe}) \; I_b$$

Podemos así introducir una resistencia de valor $R_d(1 + h_{fe})$ por la cual sólo circula I_b. (Se mantiene inalterable el valor numérico de la caída V_0) . Lo anterior puede verse en la FIGURA 2.27. (circuito a nivel de I_b) .

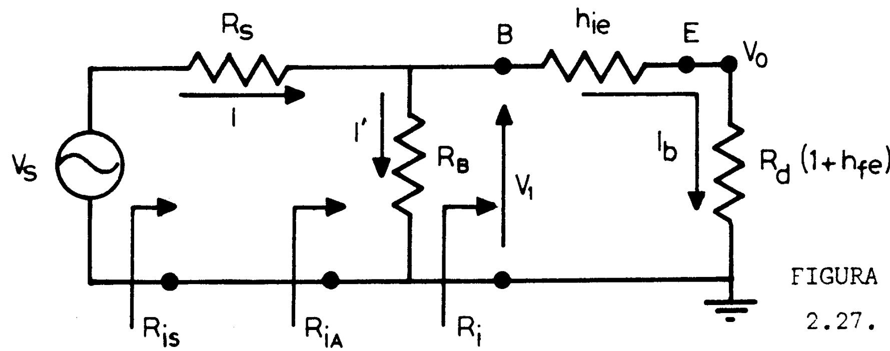


FIGURA 2.27.

Resistencia de entrada del transistor :

$$R_i = h_{ie} + R_d\,(1 + h_{fe}) \qquad \{2.28.\}$$

Se obtiene un valor alto de R_i usando un transistor de alto h_{fe} .
Es la configuración que da el mayor valor de R_i .

Resistencia de entrada del amplificador :

$$R_{i_A} = R_B \,||\, R_i$$

Para que R_{i_A} sea grande, debe serlo R_B .

Resistencia de entrada del sistema :

$$R_{i_S} = R_S + R_{i_A}$$

Ganancia de tensión del transistor :

$$A_V = \frac{V_0}{V_1}$$

De la FIGURA 2.27. se obtiene:

$$A_V = \frac{R_d\,(1 + h_{fe})}{h_{ie} + R_d\,(1 + h_{fe})} \qquad \{2.29.\}$$

Generalmente $h_{ie} \ll R_d(1 + h_{fe})$ con lo cual $A_V \to 1$
No hay ganancia de tensión en CC .

Ganancia de tensión del sistema :

$$A_{V_S} = \frac{V_0}{V_S}$$

De la FIGURA 2.27. se tiene :

$$A_{V_S} = \frac{V_0}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_S} = A_V \frac{R_{i_A}}{R_{i_A} + R_S} \qquad \{2.30.\}$$

Para hallar la ganancia de corriente se puede desdoblar R_d en la FIGURA 2.26. Ver FIGURA 2.28.



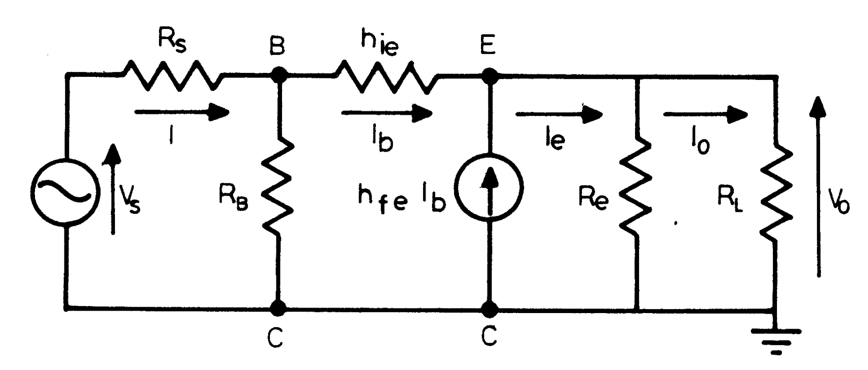


FIGURA 2.28.

Ganancia de corriente del transistor :

$$A_I = \frac{I_O}{I_b}$$

$$I_O = I_e \frac{Re}{R_e + R_L} \cdot \quad \text{(divisor de corriente)}$$

Como: $I_e = (1 + h_{fe}) I_b$ reemplazando se tiene :

$$I_O = (1 + h_{fe}) I_b \frac{R_e}{R_e + R_L} \quad \therefore$$

$$A_I = (1 + h_{fe}) \frac{R_e}{R_e + R_L} \qquad \{2.31.\}$$

Ganancia de corriente del sistema :

$$A_{IS} = \frac{I_O}{I}$$

$$A_{IS} = \frac{I_O}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I} = A_I \frac{R_B}{R_B + R_i} \qquad \{2.32.\}$$

de acuerdo a la FIGURA 2.29.

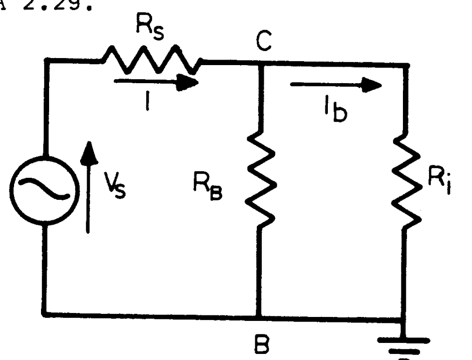


FIGURA 2.29.

Ganancia de potencia del transistor :

$$A_P = A_I \cdot A_V$$

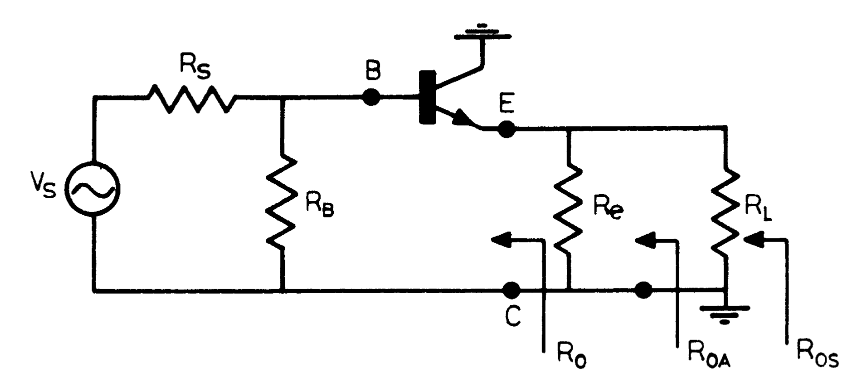
Ganancia de potencia del sistema :



$$A_{P_S} = A_{I_S} \cdot A_{V_S}$$

2.7.2. RESISTENCIA DE SALIDA DE CC :

En la FIGURA 2.30. están indicadas las resistencias de salida :



R_0 es la resistencia de salida del transistor en la configuración de CC.

R_{0_A} es la resistencia de salida del amplificador :

$R_{0_A} = R_0 \;||\; R_e$ y $R_{0_S} = R_{0_A} \;||\; R_L$ es la resistencia de salida del sistema.

Reproducimos la FIGURA 2.27. cuyo nivel era I_b :

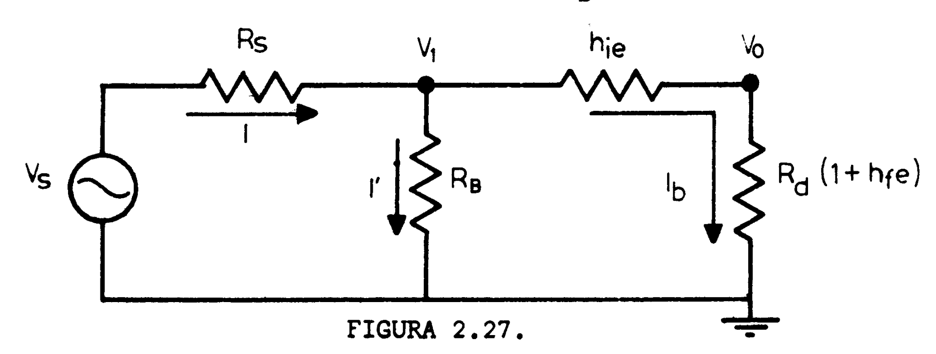


FIGURA 2.27.

Para pasar a un circuito cuyo nivel de corriente corresponda al orden de magnitud de I_e hay que hacer lo siguiente :

Multiplicar I , I' , e I_b por $(1 + h_{fe})$

Dividir R_S , R_B , h_{ie} y $R_d(1 + h_{fe})$ por $(1 + h_{fe})$

De esta forma mantenemos constante la tensión en cada rama. Además, cada rama tiene una corriente cuyo nivel es I_e . Ver FIGURA 2.31.

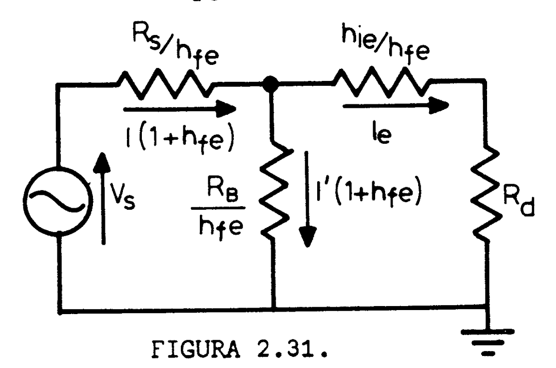


FIGURA 2.31.

Veamos la FIGURA 2.32.

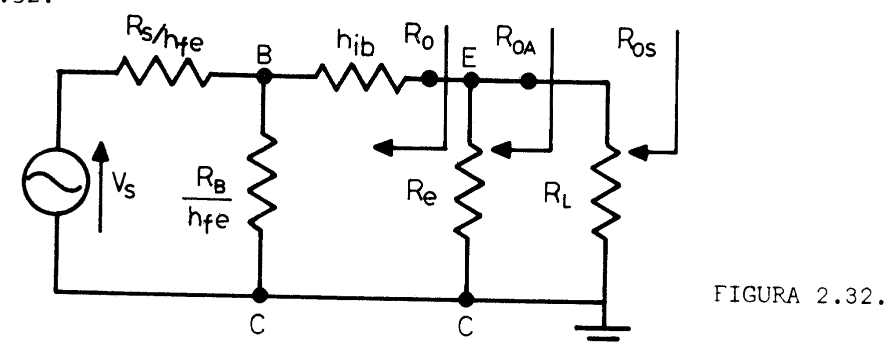


FIGURA 2.32.

Para hallar R_0 ponemos en corto V_S y desconectamos R_e y R_L .
Por lo tanto:

$$R_0 = h_{ib} + \left(\frac{R_B}{h_{fe}} \;||\; \frac{R_S}{h_{fe}}\right) = h_{ib} + \frac{R}{h_{fe}} \qquad \{2.33.\}$$

donde:

$$R = R_S \;||\; R_B$$

Al ser h_{ib} chico y h_{fe} alto resulta R_0 chico.
Colector común es la configuración que presenta menor resistencia de salida. (No se puede considerar $R_0 = \infty$).

2.8. COLECTOR COMUN CON EXCITACION DE CORRIENTE :

Ganancia de tensión del sistema. Ver FIGURA 2.33.

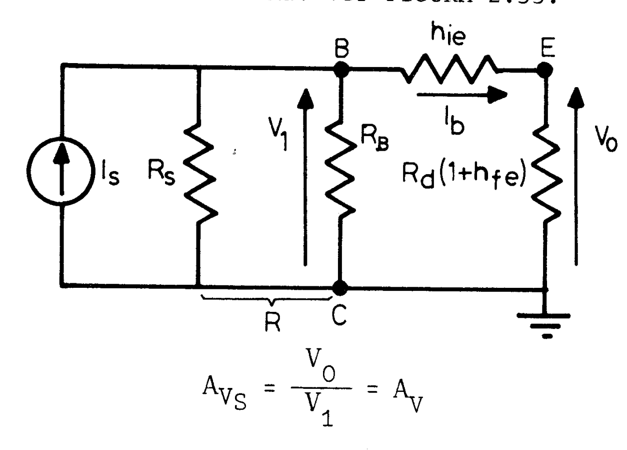


FIGURA 2.33.

$$A_{V_S} = \frac{V_0}{V_1} = A_V$$

Ganancia de corriente del sistema . Ver FIGURA 2.34.

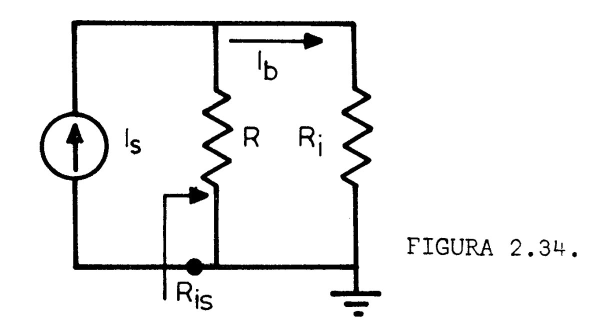


FIGURA 2.34.



$$A_{I_S} = \frac{I_0}{I_S} = \frac{I_0}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I_S} \qquad \therefore \qquad A_{I_S} = A_I \frac{R}{R + R_i}$$

Resistencia de entrada del sistema :

$$R_{i_S} = R \; || \; R_i \qquad \text{donde :} \qquad R = R_S \; || \; R_B$$

Ganancia de potencia del sistema :

$$A_{P_S} = A_{V_S} \cdot A_{I_S}$$

Partiendo de la FIGURA 2.33. haremos el circuito que corresponde a nivel I_e . FIGURA 2.35.

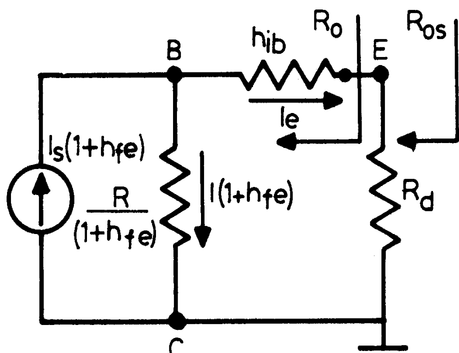


FIGURA 2.35.

I es la corriente que circulaba por R en el nivel I_b.
I_S en la FIGURA 2.33. es una corriente cuyo orden de magnitud concuerda con el de I_b .
Al multiplicarse I e I_b por $(1 + h_{fe})$lo mismo debe hacerse con I_S ya que las corrientes $(1 + h_{fe})$ I e I_e son proporcionadas por la fuente función de I_S.

Problemas :

DATOS :

BC 549 C

R_1 = 560 KΩ

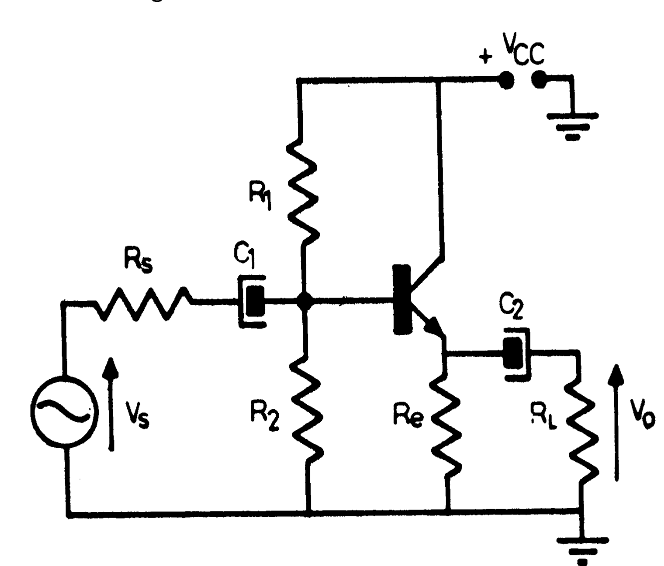
R_2 = 150 KΩ

R_L = R_e = 1 KΩ

V_{CC} = 10 V

T_a = 65 °C

R_S = 500 KΩ



a) $V_{CC} \leq 0{,}75 \cdot V_{CEO_{MAX}}$ $\qquad 10 \leq 0{,}75 \cdot 20 \qquad 10 \leq 15$ V

b) Punto Q :

$$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \frac{150\ K\Omega}{150\ K\Omega + 560\ K\Omega} = 2{,}1\ V$$

$$R_B = R_1 \,||\, R_2 = 560\ K\Omega \,||\, 150\ K\Omega = 118\ K\Omega$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \dfrac{R_B}{h_{FE_T}}} = \frac{2{,}1 - 0{,}7}{1000 + \dfrac{118000}{500}} \simeq 1{,}1\ mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_e = 10 - 1{,}1 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 8{,}9\ V$$

c) No se cumple que $V_{CEQ} \leq \frac{V_{CC}}{2}$ (corrida térmica)

Si se analiza la corrida térmica con la ecuación {1.67.} se verifica que ésta no existe.

d)

$$\frac{R_e}{\dfrac{R_B}{h_{FE_m}}} = \frac{10^3}{\dfrac{118 \cdot 10^3}{400}} = 3{,}4$$

Indica una buena estabilidad del punto Q respecto de la dispersión de h_{FE} para señales débiles.
En los gráficos correspondientes a la hoja de datos para el punto Q hallado se obtiene :

$$h_{ie} \simeq 18\ K\Omega \qquad h_{fe} \simeq 650$$

e)

$$R_i = h_{ie} + h_{fe} \cdot R_d = 18000 + 650 \cdot 500 = 343\ K\Omega$$

$$R_{iA} = R_i \,||\, R_B = 343\ K\Omega \,||\, 118\ K\Omega = 87{,}7\ K\Omega$$

Se ve que R_B apantalla la resistencia de entrada del transistor con lo cual disminuye la resistencia de entrada del amplificador.

De una R_i = 343 KΩ pasamos a una R_{i_A} = 87,7 KΩ

$$R_{i_S} = R_S + R_{i_A} = 500\ K\Omega + 87{,}7\ K\Omega = 587{,}7\ K\Omega$$

$$R_O = h_{ib} + \frac{R}{h_{fe}} \quad \text{donde :} \quad R = R_S \,||\, R_B = 95{,}4\ K\Omega \quad \text{y :}$$

$$h_{ib} \simeq \frac{h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{18000}{650} \simeq 28\ \Omega$$

$$R_O = 28 + \frac{95400}{650} \simeq 175\ \Omega$$

$$R_{O_A} = R_e \,||\, R_O = 1000\ \Omega \,||\, 175\ \Omega \simeq 150\ \Omega$$

$$R_{O_S} = R_{O_A} \,||\, R_L = 150\ \Omega \,||\, 1000\ \Omega \simeq 130\ \Omega$$



$$A_V = \frac{h_{fe} \cdot R_d}{h_{ie} + h_{fe} \cdot R_d} = \frac{650 \; . \; 500}{18 \; K\Omega + 650 \; . \; 0{,}5 \; K\Omega} = \frac{325 \; K\Omega}{343 \; K\Omega} = 0{,}947$$

$$A_{V_S} = A_V \frac{R_{i_A}}{R_{i_A} + R_S} = 0{,}947 \frac{87{,}7 \; K\Omega}{(500 + 87{,}7) \; K\Omega} \simeq 0{,}15$$

La ganancia de tensión del sistema es baja ya que $R_{i_A} << R_S$

$$A_I = h_{fe} \frac{R_e}{R_e + R_L} = 650 \frac{1 \; K\Omega}{2 \; K\Omega} = 325$$

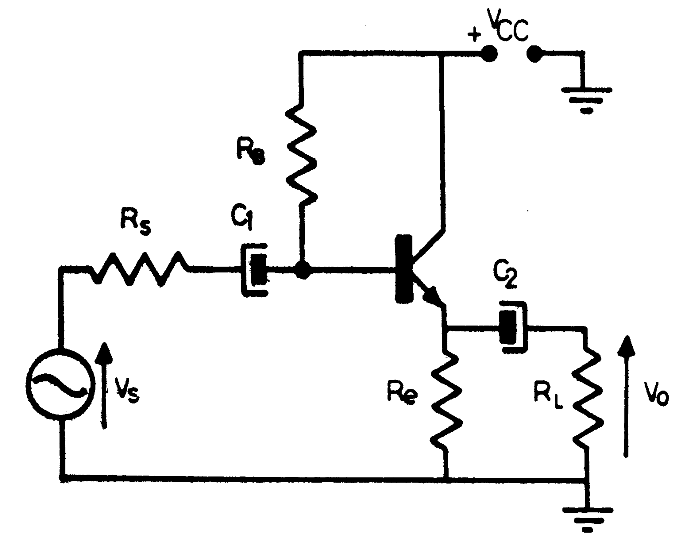
$$A_{I_S} = A_I \frac{R_B}{R_B + R_i} = 325 \frac{118 \; K\Omega}{(118 + 343) \; K\Omega} = 83$$

A_{I_S} disminuye mucho respecto de A_I por ser $R_B < R_i$

Problema : SE analiza un circuito polarizado de manera de evitar el efecto de apantallamiento de R_B sobre R_i .

DATOS :

R_S = 750 KΩ
R_B = 3,9 MΩ
R_e = 10 KΩ
R_L = 50 KΩ
V_{CC} = 15 V
BC 549 C



a) $V_{CC} \leq 0{,}75 \; . \; V_{CEO_{MAX}}$ $\qquad$ $15 = 0{,}75 \; . \; 20 = 15 \; V$

b) Punto Q :

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE_T}}} \qquad I_{CQ} = \frac{15 - 0{,}7}{10 \; . \; 10^3} = 1{,}4 \; mA$$

(Hemos despreciado $\frac{R_B}{h_{FE_T}}$)

Entrando en la hoja de datos con 1,4 mA se obtiene :

$$h_{FE_T} = 500$$

$$I_{CQ} = \frac{15 - 0{,}7}{10 \; . \; 10^3 + \frac{3{,}9 \; . \; 10^6}{500}} = 0{,}8 \; mA$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \; . \; R_e = 15 - 0{,}8 \; . \; 10 = 7 \; V$$

De la hoja de datos :

$$h_{ie} = 18\ K\Omega \qquad h_{fe} = 600$$

c) Se cumple que $V_{CEQ} < \frac{V_{CC}}{2}$

d) $$\frac{R_e}{\frac{R_B}{h_{FE_T}}} = \frac{10 \cdot 10^3}{\frac{3,9 \cdot 10^6}{400}} \simeq 1$$

No estabiliza adecuadamente el punto Q. Pero en una etapa de entrada se puede usar ya que la señal de excitación es muy pequeña y no llega a tenerse recorte.

d)

$$R_i = h_{ie} + R_d \cdot h_{fe} \qquad \text{donde:} \quad R_d = R_e \,||\, R_L = 10\ K\Omega \,||\, 50\ K\Omega = 8,3\ K\Omega$$

$$R_i = 18\ K\Omega + 8,3\ K\Omega \cdot 600 \simeq 5\ M\Omega$$

$$R_{i_A} = R_B \,||\, R_i = 3,9\ M\Omega \,||\, 5\ M\Omega \simeq 2,2\ M\Omega$$

$$R_{i_S} = R_S + R_{i_A} = 750\ K\Omega + 2,2\ M\Omega = 2,95\ M\Omega$$

R_{i_A} tiene un valor alto comparado con R_S . Es decir que el amplificador tomará una buena señal del excitador.

$$R_0 = h_{ib} + \frac{R}{h_{fe}} \qquad \text{donde:} \quad R = R_S \,||\, R_B = 0,75\ M\Omega \,||\, 3,9\ M\Omega = 629\ K\Omega$$

$$R_0 = \frac{18000}{600} + \frac{629000}{600} \simeq 1080\ \Omega$$

$$R_{0_A} = R_0 \,||\, R_e \simeq 1,08\ K\Omega \,||\, 10\ K\Omega \simeq 970\ \Omega$$

$$R_{0_S} = R_{0_A} \,||\, R_L = 970\ \Omega \,||\, 50\ K\Omega \simeq 970\ \Omega$$

$$A_V = \frac{h_{fe} \cdot R_d}{h_{ie} + h_{fe} \cdot R_d} = \frac{600 \cdot 8,3\ K\Omega}{18\ K\Omega + 600 \cdot 8,3\ K\Omega} = 0,996 \simeq 1$$

$$A_{V_S} = A_V \frac{R_{i_A}}{R_{i_A} + R_S} = 1 \frac{2,2\ M\Omega}{(2,2 + 0,75)\ M\Omega} = 0,745$$

La ganancia de tensión del sistema es alta ya que $R_{iA} > R_S$

$$A_I = h_{fe} \frac{R_e}{R_e + R_L} = 600 \frac{10\ K\Omega}{(10 + 50)\ K\Omega} = 100$$

$$A_{I_S} = A_I \frac{R_B}{R_B + R_i} = 100 \frac{3,9\ M\Omega}{(3,9 + 5)\ M\Omega} = 44$$

2.9 MODIFICACION DE LA RED DE ENTRADA CIRCUITO AUTOELEVADOR (BOOTSTRAP)

Como se ha visto, la resistencia de entrada del amplificador con configuración de CC (R_{i_A}) está limitada por R_B. Si se desea un valor elevado de R_{i_A}, R_B deberá ser alta, lo cual atenta con respecto a la estabilidad del punto Q. Para obtener ambas cosas, es decir, R_{i_A} elevada y buena estabilidad del punto Q recurrimos al circuito de la FIGURA 2.36.

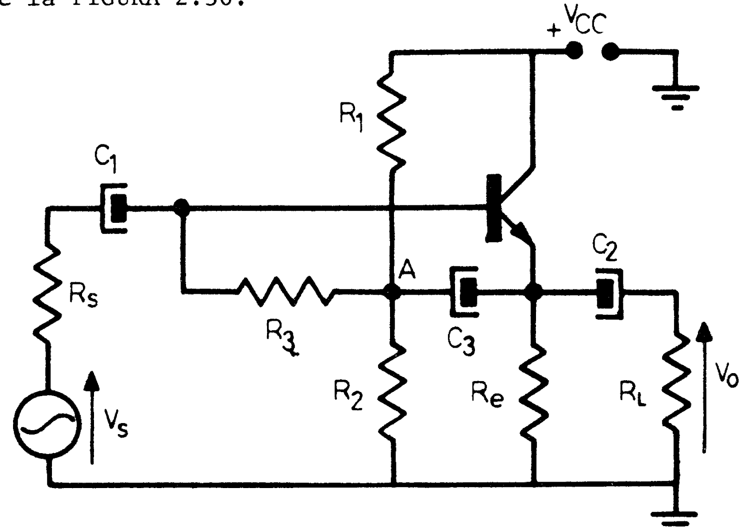


FIGURA 2.36.

Para la contínua (f = 0 , X = ∞) se tiene: FIGURA 2.37.

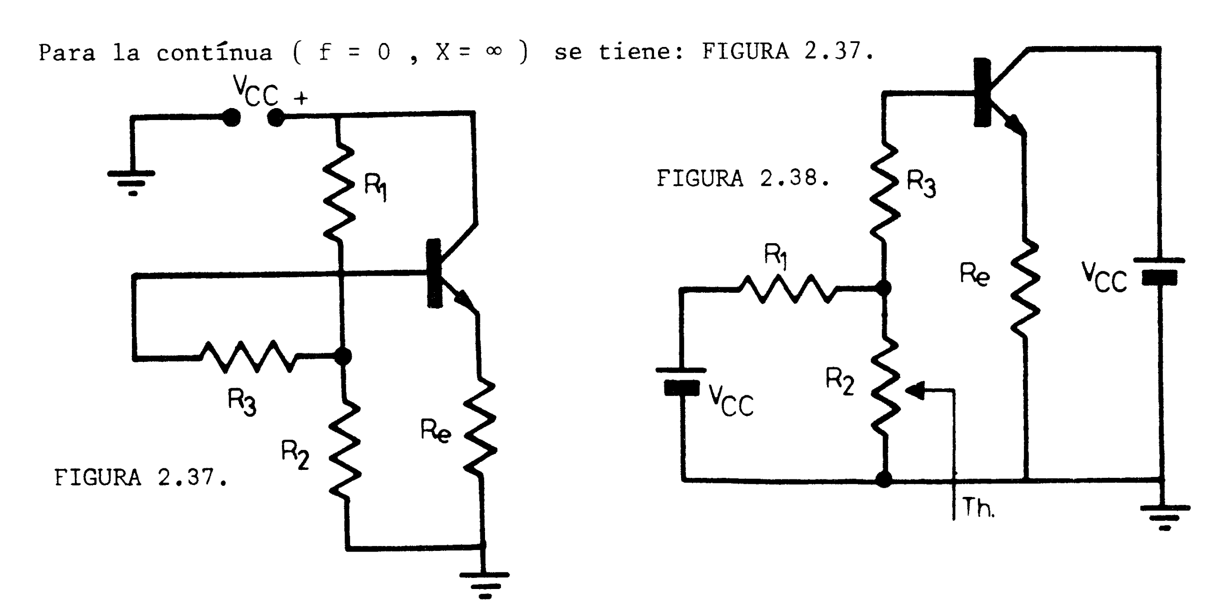


FIGURA 2.37.

FIGURA 2.38.

Aplicamos THEVENIN sobre R_2 . Para lo cual desconectamos la carga, es decir abrimos la base del transistor. FIGURA 2.39.

Entonces :

$$V_{BB} = V_{CC}\,\frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad \text{y} \qquad R_B = R_1 \parallel R_2$$

Reemplazando V_{BB} y R_B en la FIGURA 2.38. se obtiene la FIGURA 2.40.

De la malla I de dicha figura se obtiene:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \dfrac{R_B + R_3}{h_{FE_T}}} \qquad \{2.34.\}$$



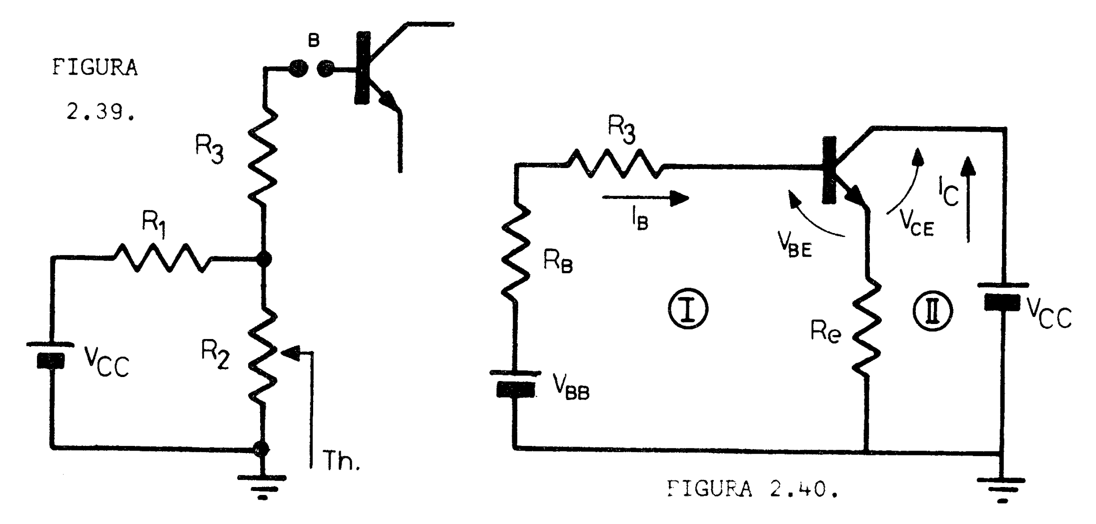


FIGURA 2.40.

De la malla II de la FIGURA 2.40. se obtiene:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_e$$

Se tiene así determinado el punto Q.
La estabilidad de Q se consigue haciendo :

$$R_e >> \frac{R_B + R_3}{h_{FE_m}}$$

Circuito dinámico ($V_{BB} = V_{CC} = 0$, $X = 0$)
El circuito dinámico se tiene en la FIGURA 2.41.

$$R_d = R_e \ || \ R_L$$

$$R_B = R_1 \ || \ R_2$$

Llamamos :

$$R'_d = R_B \ || \ R_d \qquad \{2.35.\}$$

Reemplazamos el transistor por su circuito equivalente :

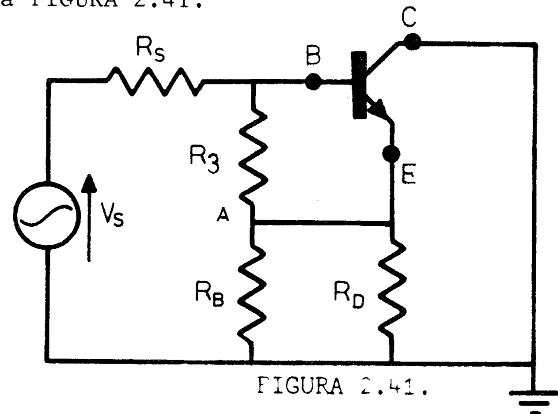


FIGURA 2.41.

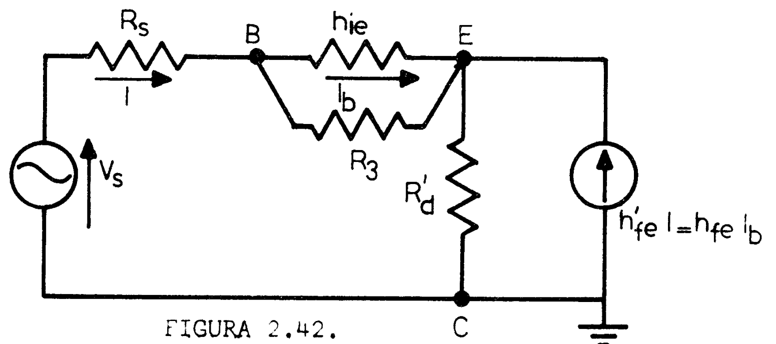


FIGURA 2.42.

El resultado se observa en la FIGURA 2.42.



$$I_b = I \frac{R_3}{R_3 + h_{ie}}$$ por divisor de corriente

$$\therefore \quad h_{fe} \cdot I_b = h_{fe} \cdot I \frac{R_3}{R_3 + h_{ie}} \qquad \{2.36.\}$$

Llamamos

$$h'_{fe} = h_{fe} \frac{R_3}{R_3 + h_{ie}} \qquad \{2.37.\}$$

$$h'_{ie} = h_{ie} \,||\, R_3 \qquad \{2.38.\}$$

Reemplazando {2.37.} en {2.36.} se tiene :

$$h_{fe} \cdot I_b = h'_{fe} \cdot I \qquad \{2.39.\}$$

Esta igualdad se traslada a la FIGURA 2.42.
Teniendo en cuenta las ecuaciones {2.38.} y {2.39.} se obtiene la FIGURA 2.43.

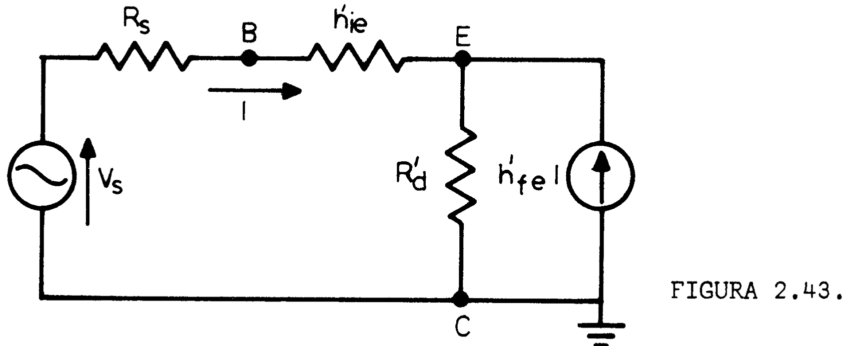


FIGURA 2.43.

Absorbiendo el generador (nivel de corriente I) . Se obtiene :

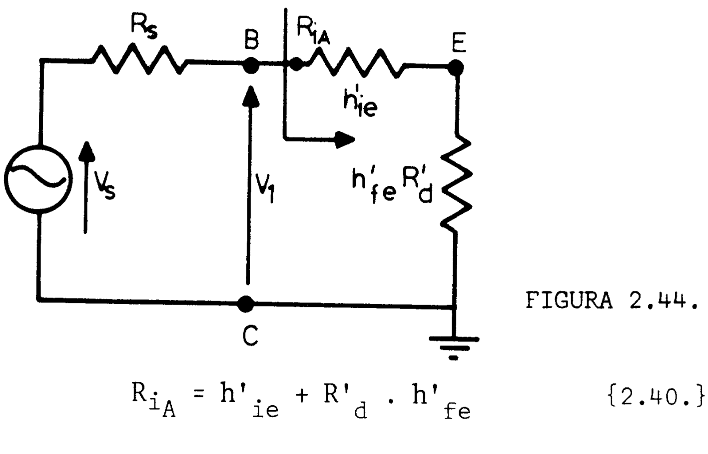


FIGURA 2.44.

$$R_{iA} = h'_{ie} + R'_d \cdot h'_{fe} \qquad \{2.40.\}$$

$$R_{iA} = (h_{ie} \,||\, R_3) + (R_B \,||\, R_d) \frac{R_3}{h_{ie} + R_3} h_{fe} \qquad \{2.41.\}$$

Recordar que para un CC era :

$$R_i = h_{ie} + R_d \cdot h_{fe}$$

R_{iA} es menor que R_i ya que aparece R_3 en paralelo con h_{ie} y fundamentalmente por

que en la ecuación {2.41.} influye el cociente $\frac{R_3}{R_3 + h_{ie}}$ y el paralelo de R_B con R_d.

Para que R_{i_A} sea parecida a R_i debe cumplirse con :

$$R_3 >> h_{ie} \qquad y \qquad R_B >> R_d \qquad \{2.42.\}$$

con el objeto de que h'_{fe} se convierta en h_{fe} y R'_d en R_d .

De la FIGURA 2.44. surge que :

$$A_V = \frac{V_0}{V_1} = \frac{R'_d \cdot h'_{fe}}{h'_{ie} + R'_d \cdot h'_{fe}} \qquad \{2.43.\}$$

$$A_{V_S} = \frac{V_0}{V_S} = A_V \frac{R_{i_A}}{R_{i_A} + R_S} \qquad \{2.44.\}$$

Por lo visto en las ecuaciones {2.42.} conviene que R_3 y R_B sean grandes.
Por otra parte sabemos que para que Q sea estable respecto de la dispersión de h_{FE} debe cumplirse :

$$R_e = 10 \frac{R_3 + R_B}{h_{FE_m}} \quad \therefore \quad R_3 + R_B = h_{FE_m} \frac{R_e}{10} \qquad \{2.45.\}$$

Conviene usar un transistor con h_{FE} grande para poder conseguir que $R_3 + R_B$ sea grande, según se ve en la ecuación {2.45.}

Problema:

DATOS :

BC 549 C

V_S = 750 mV

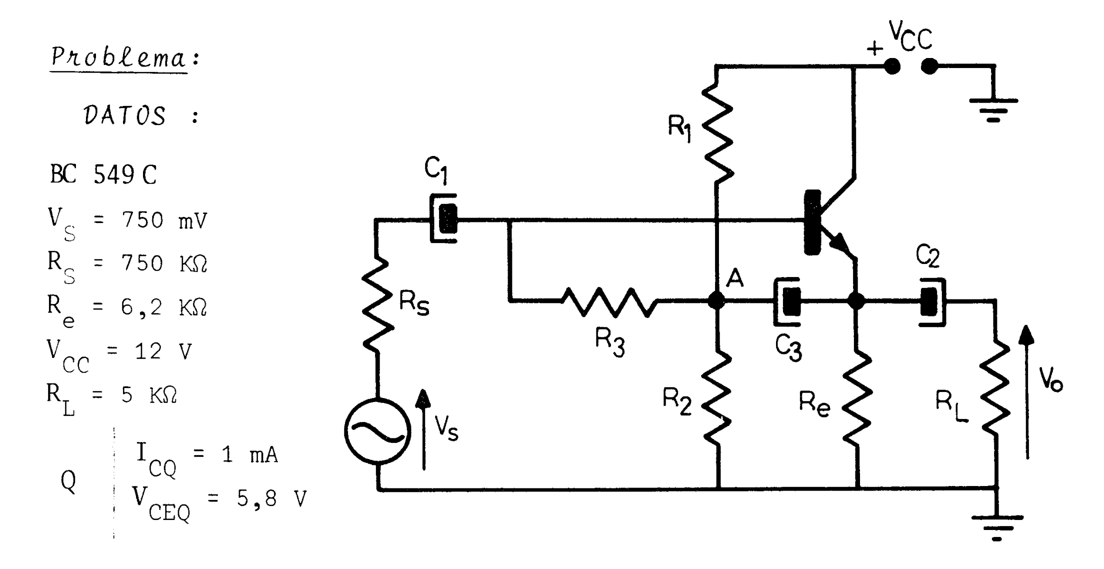
R_S = 750 KΩ

R_e = 6,2 KΩ

V_{CC} = 12 V

R_L = 5 KΩ

Q I_{CQ} = 1 mA
V_{CEQ} = 5,8 V



De acuerdo con {2.45.} se tiene :

$$R_3 + R_B = h_{FE_m} \frac{R_e}{10} \qquad \{2.45.\}$$

Cálculo de h_{FE_m} :

Para el punto Q del fabricante (2 mA , 5 V) se tiene $h_{FE_T} = 520$ y $h_{FE_m} = 420$

Del gráfico de $h_{FE} = f(I_C)$ surge que para $I_{CQ} = 1$ mA el $h_{FE_T} = 490$

Planteamos una regla de tres simple (solución aproximada):

520 --------- 490

420 --------- X $\quad\therefore\quad X = 395 = h_{FE_m}$

Reemplazamos h_{FE_m} y R_e en la ecuación {2.45.}

$$R_3 + R_B = \frac{6{,}2\ .\ 10^3}{10}\ .\ 395 = 240\ K\Omega$$

De acuerdo con las ecuaciones {2.42.} debe cumplirse que :

$$R_3 >> h_{ie} \qquad\qquad R_B >> R_d$$

$$R_d = R_e \ || \ R_L = 6{,}2\ K\Omega\ ||\ 5\ K\Omega = 2{,}77\ K\Omega$$

De la hoja de datos se obtiene $h_{ie} = 15\ K\Omega$ y $h_{fe} = 600$

Se hace, por ejemplo, $R_3 = 10\ .\ h_{ie} = 150\ K\Omega \quad \therefore$

$$R_B = 240\ K\Omega - R_3 = 240\ K\Omega - 150\ K\Omega = 90\ K\Omega$$

$$h'_{ie} = h_{ie}\ ||\ R_3 = 15\ K\Omega\ ||\ 150\ K\Omega \simeq 13{,}6\ K\Omega$$

$$R'_d = R_d\ ||\ R_B = 2{,}77\ K\Omega\ ||\ 90\ K\Omega = 2{,}69\ K\Omega$$

$$h'_{fe} = h_{fe}\ \frac{R_3}{R_3 + h_{ie}} = 600\ \frac{150}{150 + 15} = 546$$

$$R'_d\ .\ h'_{fe} = 546\ .\ 2{,}69\ K\Omega = 1{,}469\ M\Omega$$

$$R_{i_A} = h'_{ie} + R'_d\ .\ h'_{fe} = 13{,}6\ K\Omega + 1{,}469\ M\Omega \simeq 1{,}48\ M\Omega$$

$$R_{i_S} = R_S + R_{i_A} = 1{,}48\ M\Omega + 0{,}75\ M\Omega = 2{,}23\ M\Omega$$

$$A_V = \frac{V_0}{V_1} = \frac{R'_d\ .\ h'_{fe}}{h'_{ie} + R'_d\ .\ h'_{fe}} = 0{,}993 \simeq 1$$

$$A_{V_S} = A_V\ \frac{R_{i_A}}{R_{i_A} + R_S} = 1\ \frac{1{,}48}{1{,}48 + 0{,}75} = \frac{1{,}48}{2{,}23} = 0{,}66$$

$$R_i = h_{ie} + R_d \cdot h_{fe} = 15 \cdot 10^3 + 2{,}77 \cdot 10^3 \cdot 600 = 1{,}67\ M\Omega$$

R_{iA} disminuye poco respecto de R_i y es lo que se buscaba.

2.10. CIRCUITO CON R_e SIN PUENTEAR :

Sea la FIGURA 2.45.

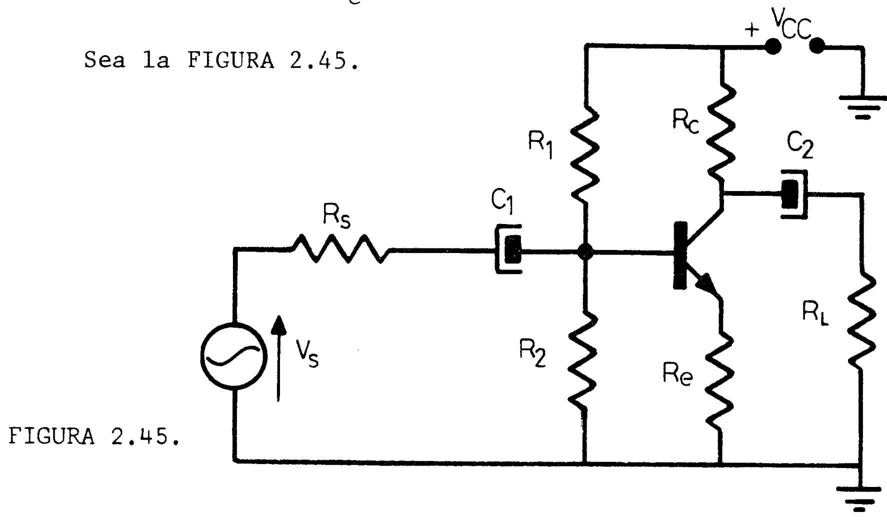


FIGURA 2.45.

Circuito de contínua: Se halla haciendo $X = \infty$ y $V_S = 0$

Se obtiene un circuito ya analizado que nos permite hallar el punto Q.

Circuito dinámico: Se halla haciendo $X = 0$ y $V_{CC} = 0$

Se obtiene la FIGURA 2.46.

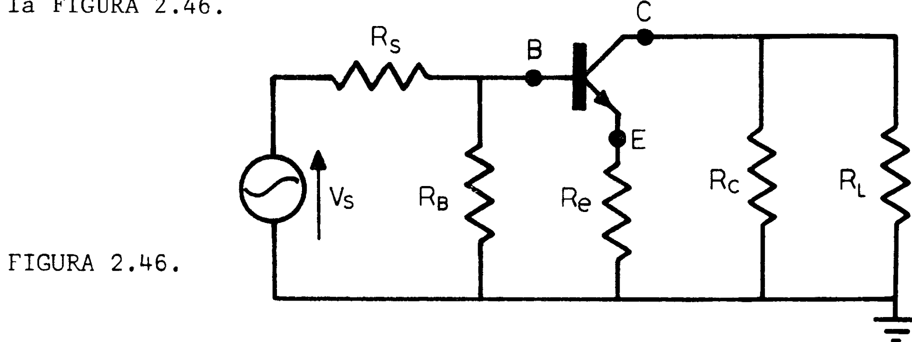


FIGURA 2.46.

Reemplazando el transistor por su circuito incremental:
Se obtiene la FIGURA 2.47.

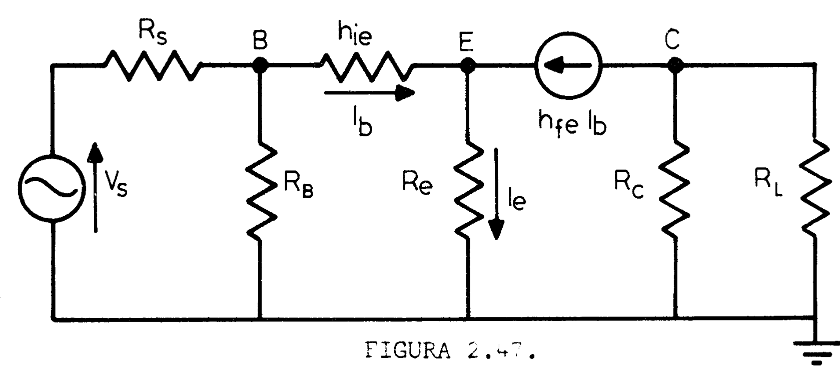


FIGURA 2.47.



A continuación subdividimos el generador controlado en dos generadores, como se observa en la FIGURA 2.48.

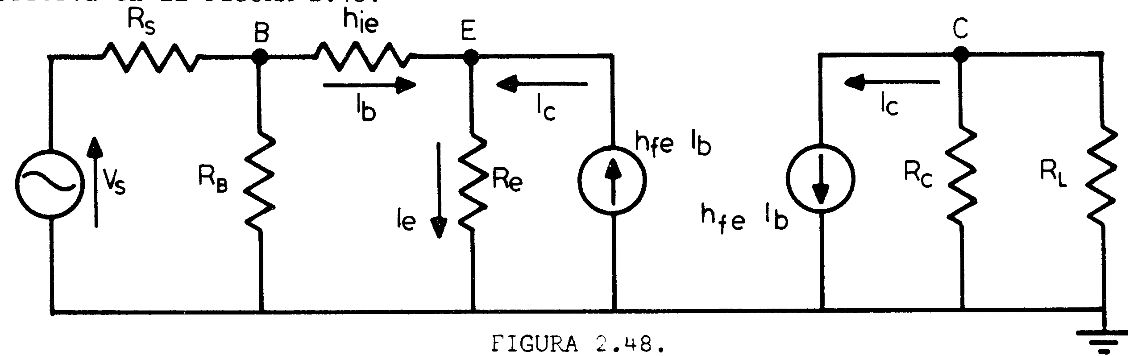


FIGURA 2.48.

El artificio mostrado en la FIGURA 2.48.es correcto ya que no se ha modificado= Ver FIGURA 2.47. las corrientes de los nodos E, C y masa.
Se ha aislado así el circuito original en dos partes: una de entrada y la otra de salida.
La primera se identifica con un CC y la segunda se asemeja a la malla de salida de un EC.
De esta forma se obtendrá una R_i de entrada mayor que la de un EC y se obtendrá ganancia de tensión (A_{V_S}) que no se obtenía en CC.

Ahora, se absorbe el primer generador controlado.
Se ve en la FIGURA 2.49.

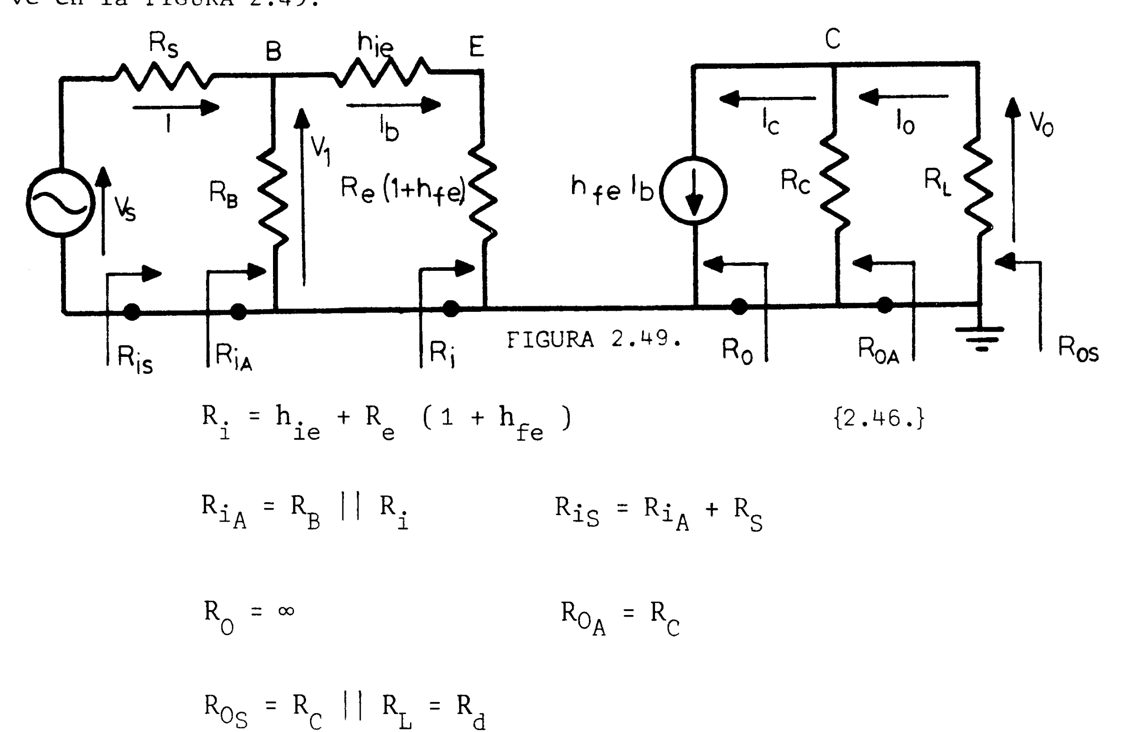


FIGURA 2.49.

$$R_i = h_{ie} + R_e \ (1 + h_{fe}) \qquad \{2.46.\}$$

$$R_{i_A} = R_B \ || \ R_i \qquad\qquad R_{i_S} = R_{i_A} + R_S$$

$$R_O = \infty \qquad\qquad R_{O_A} = R_C$$

$$R_{O_S} = R_C \ || \ R_L = R_d$$

Como se ve en la ecuación{2.46.} se obtiene un R_i mayor que el R_i de EC (h_{ie}).

Veamos la ganancia de tensión del transistor.

$$A_V = \frac{V_O}{V_1}$$

$$V_O = - h_{fe} \cdot I_b \cdot R_d \qquad\qquad V_1 = I_b \cdot R_i$$

$$A_V = \frac{V_O}{V_1} = - h_{fe} \frac{R_d}{R_i} \qquad \{2.47.\}$$

Como $h_{fe} = g_m \cdot r_{be}$ se obtiene :

$$A_V = - g_m \cdot R_d \frac{r_{be}}{R_i}$$

$$A_V \simeq - g_m \cdot R_d \frac{h_{ie}}{R_i} \qquad \{2.48.\}$$

La ganancia A_V en este caso es menor que para EC. Recordemos que para EC era:

$$- g_m \cdot R_d$$

Si queremos que exista una ganancia A_V no puede ser $R_i >> h_{ie}$, según se ve en la ecuación {2.48.}
Y de acuerdo con la ecuación {2.46.} no puede tener R_e un valor excesivamente alto.

Ganancia de tensión del sistema :

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{V_O}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_S} = A_V \frac{R_{iA}}{R_{iA} + R_S} \qquad \{2.49.\}$$

Ganancia de corriente del transistor :

$$A_I = \frac{I_O}{I_b}$$

$$I_O = I_c \frac{R_C}{R_C + R_L} = h_{fe} \cdot I_b \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

$$A_I = h_{fe} \frac{R_C}{R_C + R_L} \qquad \{2.50\}$$

Esta ganancia concuerda con la de EC.

Ganancia de corriente del sistema :

$$A_{IS} = \frac{I_O}{I} = \frac{I_O}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I} = A_I \frac{R_B}{R_B + R_i} \qquad \{2.51.\}$$

La ganancia de corriente del sistema es menor que en EC ya que $R_i > h_{ie}$.

Ganancia de potencia :

$$A_P = \left| A_V \cdot A_I \right|$$

$$A_{PS} = \left| A_{VS} \cdot A_{IS} \right|$$

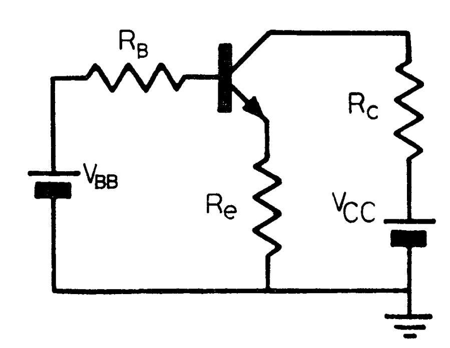
Problema :

El circuito es el de la FIGURA 2.45.

DATOS :

$R_e = 1\ K\Omega$ | BC 548 B
$R_C = 10\ K\Omega$ | $V_{CC} = 15\ V$
$R_L = 50\ K\Omega$ | Q con $I_{CQ} = 1\ mA$
$R_S = 15\ K\Omega$

Para la polarización actuamos sobre el circuito de abajo :



De

$$R_e = 10\,\frac{R_B}{h_{FE_m}} \quad \text{obtenemos :} \quad R_B = \frac{R_e \cdot h_{FE_m}}{10}$$

En la hoja de datos $h_{FE_m} = 200$

$$R_B = \frac{1\ K\Omega\ .\ 200}{10} = 20\ K\Omega$$

De la malla I se obtiene:

$$V_{BB} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE_T}} \cdot R_B + V_{BE} + I_{CQ} \cdot R_e$$

$$V_{BB} = \frac{1\ .\ 10^{-3}\ .\ 20\ .\ 10^{3}}{270} + 0{,}7 + 1 = 1{,}774\ V$$

$$R_1 = \frac{V_{CC}}{V_{BB}}\,R_B = \frac{15}{1{,}774}\,20\ K\Omega = 169\ K\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_B}{R_1 - R_B} = \frac{169\ K\Omega\ .\ 20\ K\Omega}{(169 - 20)K\Omega} = 22{,}68\ K\Omega$$

Adoptamos como valores normalizados :

$R_1 = 180\ K\Omega$ y $R_2 = 22\ K\Omega$

Verificación :

$$V_{BB} = V_{CC}\,\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 15\,\frac{22\ K\Omega}{202\ K\Omega} = 1{,}63\ V$$

$$R_B = R_1\ ||\ R_2 = 180\ K\Omega\ ||\ 22\ K\Omega = 19{,}6\ K\Omega$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE_T}}} = \frac{1{,}63 - 0{,}7}{1000 + \frac{19600}{270}} = 0{,}86 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}\,(R_e + R_C) = 15 - 0{,}86 \,.\, 11 = 5{,}54 \text{ V}$$

Podemos quedarnos con este punto Q.

$$R_i = h_{ie} + h_{fe} \cdot R_e$$

De la hoja de datos :

$$h_{fe} = 330 \qquad \text{y} \qquad h_{ie} = 7 \text{ K}\Omega$$

$$R_i = 7 \text{ K}\Omega + 330 \,.\, 1 \text{ K}\Omega = 337 \text{ K}\Omega$$

$$R_{i_A} = R_B \,||\, R_i = 19{,}6 \text{ K}\Omega \,||\, 337 \text{ K}\Omega = 18{,}5 \text{ K}\Omega$$

$$A_V = - h_{fe} \frac{R_d}{R_i}$$

Donde :

$$R_d = R_C \,||\, R_L = 10 \text{ K}\Omega \,||\, 50 \text{ K}\Omega = 8{,}33 \text{ K}\Omega$$

$$A_V = - \frac{330 \,.\, 8{,}33}{337} \simeq - 8$$

$$A_{V_S} = A_V \frac{R_{i_A}}{R_{i_A} + R_S} = - 8 \frac{18{,}5 \text{ K}\Omega}{(18{,}5 + 15)\text{K}\Omega} \simeq -4{,}42$$

$$A_I = h_{fe} \frac{R_C}{R_C + R_L} = 330 \frac{10}{10 + 50} = 55$$

$$A_{I_S} = A_I \frac{R_B}{R_B + R_i} = 55 \frac{19{,}6}{19{,}6 + 337} = 3$$

$$A_{P_S} = \left| A_{I_S} \,.\, A_{V_S} \right| = 3 \,.\, 4{,}42 = 13{,}32$$

2.10.1. INVERSOR DE FASE :

Sea el circuito de la FIGURA 2.50. cuyo circuito de polarización ya ha sido analizado.

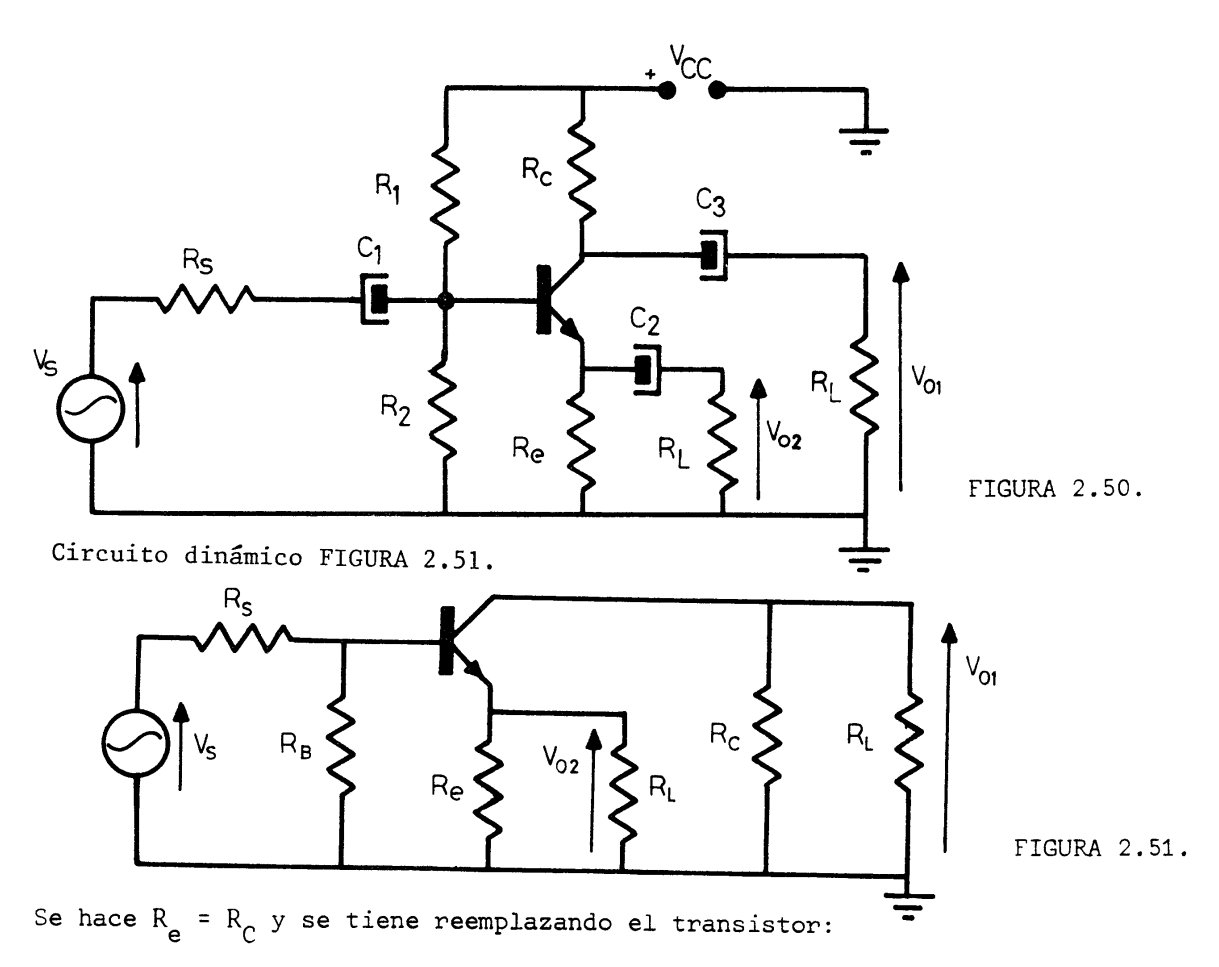


FIGURA 2.50.

Circuito dinámico FIGURA 2.51.

FIGURA 2.51.

Se hace $R_e = R_C$ y se tiene reemplazando el transistor:

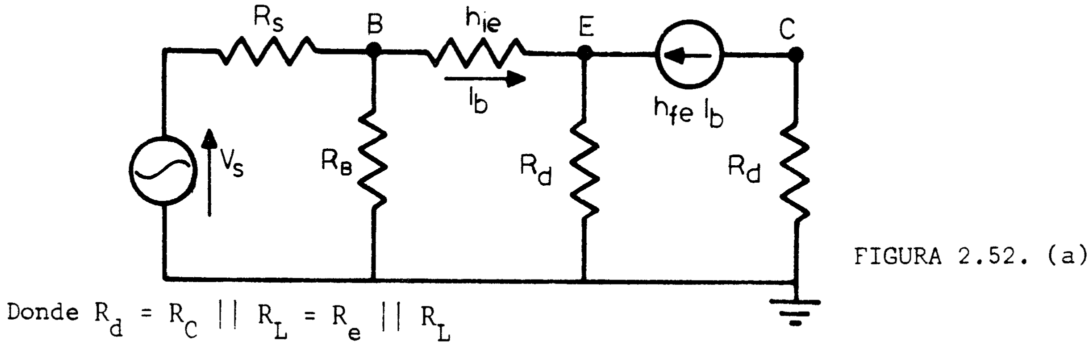


FIGURA 2.52. (a)

Donde $R_d = R_C \parallel R_L = R_e \parallel R_L$

Ahora desdoblamos el generador. FIGURA 2.52.(b).

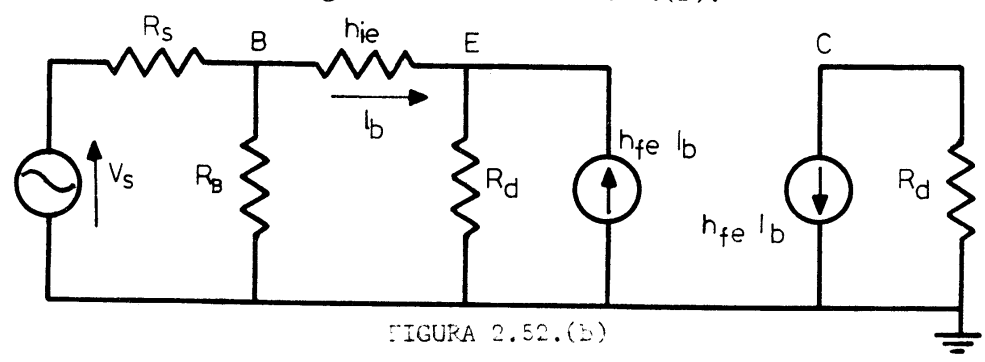


FIGURA 2.52.(b)

Absorbemos el primer generador controlado y obtenemos :

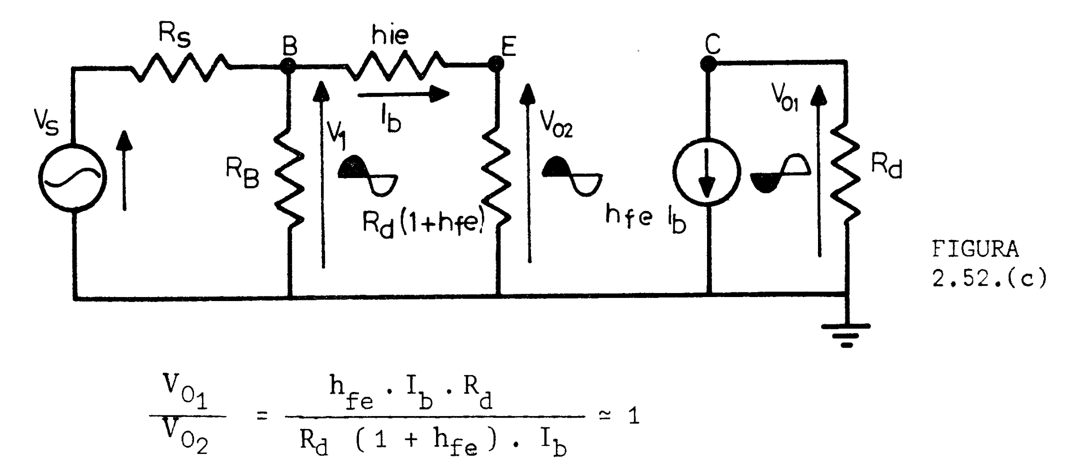


FIGURA 2.52.(c)

$$\frac{V_{O_1}}{V_{O_2}} = \frac{h_{fe} \cdot I_b \cdot R_d}{R_d\ (1 + h_{fe}) \cdot I_b} \simeq 1$$

Las fases pueden observarse en la FIGURA 2.52.(c).
La carga de emisor "ve" una resistencia de salida baja y la carga de colector "ve" una resistencia de salida más alta. Debido a ello puede necesitarse un ajuste experimental del valor de R_C , por ejemplo, para ajustar

$$|V_{O_1}| = |V_{O_2}|$$

2.11. COMPENSACION :

El circuito de polarización de divisor resistivo y R_e permite apantallar las variaciones de h_{FE} , de origen térmico o por dispersión. Cuando además, se requiere disminuir en los transistores de Si la variación de I_{CQ} debido a la variación de la V_{BE} con la temperatura se puede aumentar la resistencia de emisor R_e , con lo cual disminuye S_V. Ecuación {2.52.}

Recordemos que :

$$S_V = -\frac{1}{D} = -\frac{1}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE}}} \qquad \{2.52.\}$$

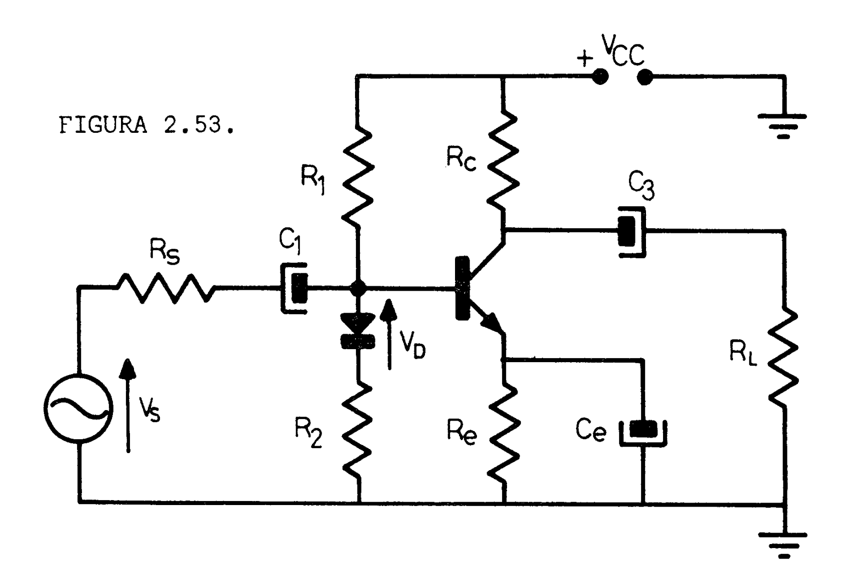
y que :

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{D} = \frac{V_{CC}\frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE}}{D} \qquad \{2.53.\}$$

El aumento de la R_e tiene un límite impuesto por la disminución de I_{CQ}, o bien por el aumento de V_{CC} según indica la ecuación {2.53.}

2.11.1. Cuando se requiere un factor de estabilización S_V bien bajo es aconsejable el uso de un diodo compensador FIGURA 2.53.

FIGURA 2.53.



Aplicando THEVENIN como en la FIGURA 2.54. se tiene :

$$I = \frac{V_{CC} - V_D}{R_1 + R_2} \qquad \text{para } I_B = 0$$

$$V_{BB} = V_D + I \cdot R_2$$

$$V_{BB} = V_D + \frac{V_{CC} - V_D}{R_1 + R_2} R_2$$

$$V_{BB} = V_D + \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} - \frac{V_D \cdot R_2}{R_1 + R_2} \qquad \{2.54.\}$$

$$V_{BB} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} + V_D \left(1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

$$V_{BB} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_D \cdot R_1}{R_1 + R_2} \qquad \{2.55.\}$$

FIGURA 2.54.

$$R_B = R_1 \,||\, (R_2 + R_D) \qquad \{2.56.\}$$

Siendo R_D la resistencia estática del diodo.

De acuerdo con la FIGURA 2.55. se tiene :

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE_T}}} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{D}$$

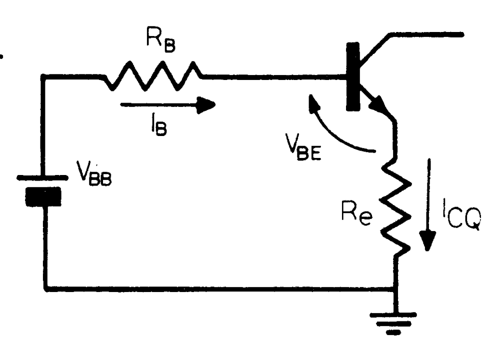


FIGURA 2.55.

Reemplazando V_{BB} por la {2.55.} obtenemos :

$$I_{CQ} = \frac{\frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_D \cdot R_1}{R_1 + R_2} - V_{BE}}{D} \qquad \{2.57.\}$$

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta T} = \frac{1}{D} \left(\frac{\Delta V_D}{\Delta T} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \right)$$

Suponiendo :

$$\frac{\Delta V_D}{\Delta T} \simeq \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \qquad \text{se tiene :}$$

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta T} = \frac{1}{D} \left(\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \right)$$

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta T} = \frac{1}{D} \cdot \frac{-\Delta V_{BE}}{\Delta T} \cdot \left(1 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

$$\Delta I_{CQ} = -\frac{\Delta V_{BE}}{D} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$S_V = \frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta V_{BE}} = -\frac{1}{D} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad \{2.58.\}$$

Sin el uso del diodo se tenía un factor de estabilización

$$S_V = -\frac{1}{D}$$

Con el uso del diodo disminuimos S_V debido al cociente $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$

Es evidente que conviene hacer $R_1 >> R_2$

Problema :

1°) Para el siguiente circuito calcular I_{CQ} a 25 °C.
2°) Determinar ΔI_{CQ} para una T_a = 95 °C.
3°) Calcular R_C .
4°) Verificar que no se tengan recortes.

DATOS :

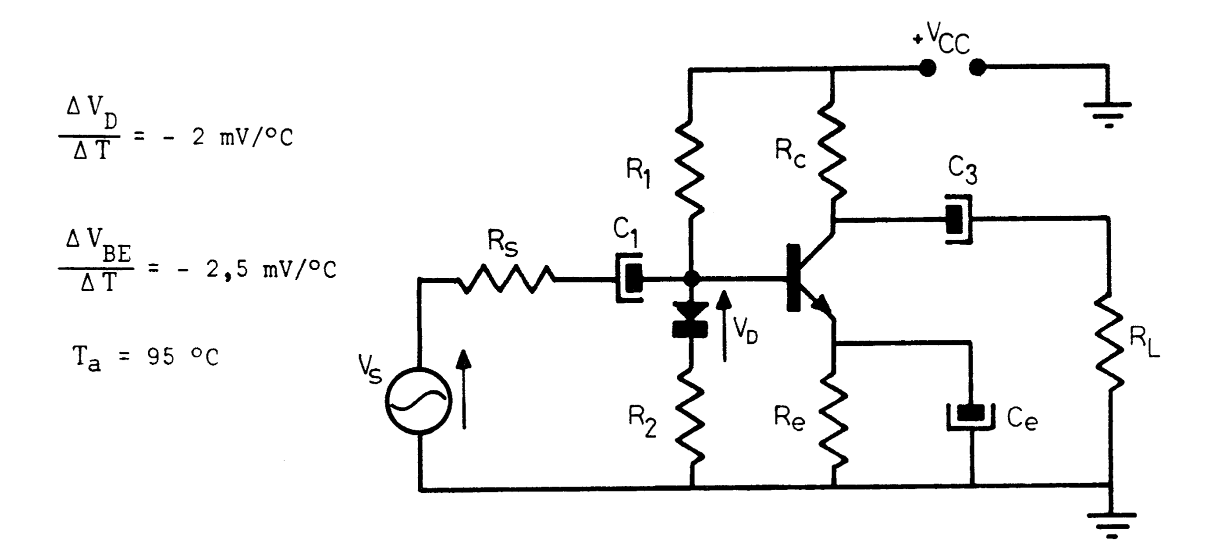
BC 548 B	R_1 = 10 KΩ	R_2 = 1 KΩ
R_e = 1 KΩ	R_L = 10 KΩ	R_S = 3 KΩ
V_{CC} = 12 V	V_O = 3 V	V_S = 100 mV



$$\frac{\Delta V_D}{\Delta T} = -\ 2\ mV/°C$$

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = -\ 2{,}5\ mV/°C$$

$T_a = 95\ °C$



1°) Q a 25 °C :

$$I = \frac{V_{CC} - V_D}{R_1 + R_2} = \frac{12 - 0{,}7}{11}\ 10^{-3} = 1{,}027\ mA \simeq 1\ mA$$

Corriente suficiente como para mantener al diodo conduciendo adecuadamente : ($V_D = 0{,}7$ V).

La resistencia estática del diodo es :

$$R_D = \frac{V_D}{I} = \frac{0{,}7\ V}{1\ mA} = 700\ \Omega$$

$$R_B = R_1 \parallel (R_2 + R_D) = 10\ K\Omega \parallel 1{,}7\ K\Omega = 1{,}45\ K\Omega$$

$$V_{BB} = V_D + I\ .\ R_2 = 0{,}7 + 1{,}027 = 1{,}727\ V$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \frac{R_B}{h_{FE_T}}} = \frac{1{,}727 - 0{,}7}{1000 + \frac{1450}{270}} = \frac{1{,}727 - 0{,}7}{1005{,}37} = 1{,}0215\ mA\ a\ 25°C$$

2°) Suponemos que h_{FE} se duplica con el $\Delta T = 70\ °C$

$$h_{FE}\Big|_{95\ °C} = 540$$

$$D = R_e + \frac{R_B}{h_{FE}\Big|_{95\ °C}} = 1000 + \frac{1450}{540} = 1002{,}685\ \Omega$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{D} = \frac{V_D + I \cdot R_2 - V_{BE2}}{D} = \frac{V_D + \frac{V_{CC} - V_D}{R_1 + R_2} \cdot R_2 - V_{BE}}{D}$$

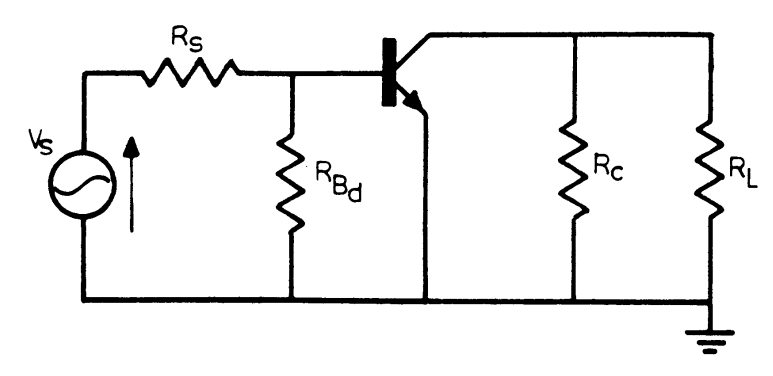
$$\frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta T} = \frac{1}{D} \left(\frac{\Delta V_D}{\Delta T} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{\Delta V_D}{\Delta T} - \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \right)$$

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta T} = \frac{1}{1002{,}685} \left(-2 \frac{mV}{°C} + \frac{1}{11} \cdot 2 \frac{mV}{°C} + 2{,}5 \frac{mV}{°C} \right)$$

$$\frac{\Delta I_{CQ}}{\Delta T} = \frac{1}{1002{,}685} \left(0{,}5 \frac{mV}{°C} + 0{,}18 \frac{mV}{°C} \right) = \frac{0{,}68 \frac{mV}{°C}}{1002{,}685}$$

$$I_{CQ} = \frac{0{,}68 \frac{mV}{°C}}{1002{,}685} \cdot \Delta T = \frac{0{,}68 \frac{mV}{°C}}{1002{,}685} \cdot 70\ °C \simeq 47{,}5\ \mu A$$

veamos el circuito dinámico :



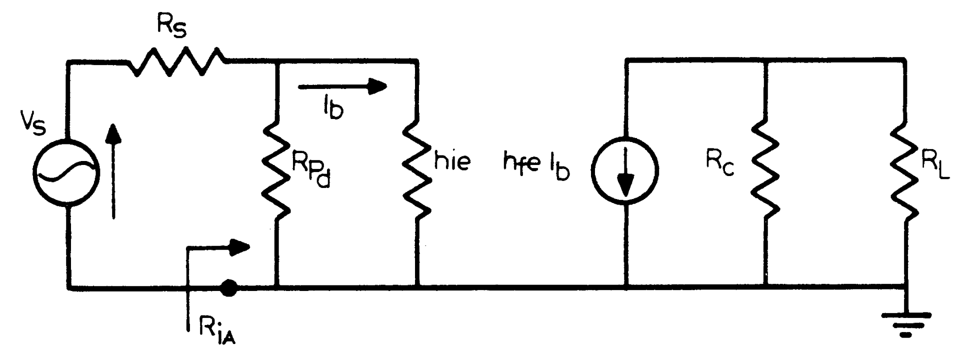
Como la r_d del diodo es pequeña se puede poner :

$$R_{B_d} = R_1 \parallel R_2 = 1\ K\Omega \parallel 10\ K\Omega \simeq 910\ \Omega$$

De los datos :

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{3\ V}{0{,}1\ V} = 30$$

h_{ie} (hoja de datos) = 7500 Ω





$$R_{i_A} = R_{B_d} \,||\, h_{ie} = 910\ \Omega \,||\, 7500\ \Omega = 811\ \Omega$$

$$A_{V_S} = A_V \frac{R_{i_A}}{R_{i_A} + R_S}$$

$$A_V = A_{V_S} \frac{R_{i_A} + R_S}{R_{i_A}} = 30 \frac{811 + 3000}{811} = 141$$

$$|A_V| = \left|\frac{V_o}{V_1}\right| = \frac{h_{fe} \cdot \cancel{I_b} \cdot R_d}{\cancel{I_b} \cdot h_{ie}} \quad \therefore \quad R_d = |A_V| \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$$

$$R_d = 141 \frac{7500}{330} = 3204\ \Omega$$

$$R_C = \frac{R_d \cdot R_L}{R_L - R_d} = \frac{3204 \cdot 10000}{10000 - 3204} = \frac{32040 \cdot 10^3}{6796} = 4{,}7\ K\Omega$$

Es el mínimo valor de R_C que asegura la ganancia $A_{V_S} = 30$

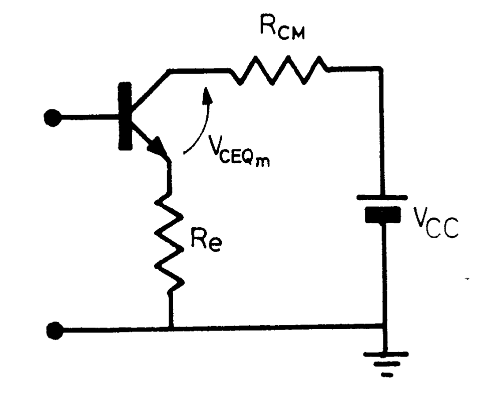
Podríamos elegir una resistencia normalizada mayor; por ejemplo 5,2 KΩ ó 5,6 KΩ

Cuanto mayor sea R_C tanto más está asegurado el valor de A_{V_S} .Pero si aumenta mucho R_C disminuye V_{CEQ} .

$V_{CEQ} = V_{SAT} + V_o = 1 + 3 = 4\ V$ (Este es el valor mínimo de V_{CEQ} necesario)

Vemos que :

$$I_{CM} = \frac{V_o}{R_{d_m}} = \frac{3}{3204} = 0{,}93\ mA$$



$$V_{CC} = I_{CQ} (R_e + R_{CM}) + V_{CEQ_m}$$

$$I_{CQ} (R_e + R_{CM}) = V_{CC} - V_{CEQ_m}$$

$$R_e + R_{CM} = \frac{V_{CC} - V_{CEQ_m}}{I_{CQ}}$$

$$R_{CM} = \frac{V_{CC} - V_{CEQ_m}}{I_{CQ}} - R_e = \frac{12 - 4}{1 \cdot 10^{-3}} - 10^3 = 7\ K\Omega$$

Podemos tomar un valor intermedio de R_C entre 4,7 KΩ y 7 KΩ. Por ejemplo elegir $R_C = 5600\ \Omega$

Recalculamos :

$$R_d = R_C \,||\, R_L = 5{,}6\ K\Omega \,||\, 10\ K\Omega = 3{,}59\ K\Omega$$

$$|A_V| = h_{fe} \frac{R_d}{h_{ie}} = 330 \frac{3,59 \text{ K}\Omega}{7,5 \text{ K}\Omega} = 158$$

$$A_{V_S} = A_V \frac{R_{i_A}}{R_{i_A} + R_S} = 158 \frac{811}{811 + 3000} = 33,6 > 30$$

$$I_c = \frac{V_o}{R_d} = \frac{3}{3,59 \text{ K}\Omega} = 0,83 \text{ mA} < I_{CQ}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} (R_e + R_C) = 12 - 10^{-3} (1000 + 5600)$$

$$V_{CEQ} = 12 - 6,6 = 5,4 \text{ V} > 4 \text{ V}$$

CAPITULO 3

TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO

F. E. T.

3.1. Denominamos así a la siguiente familia de dispositivos unipolares :

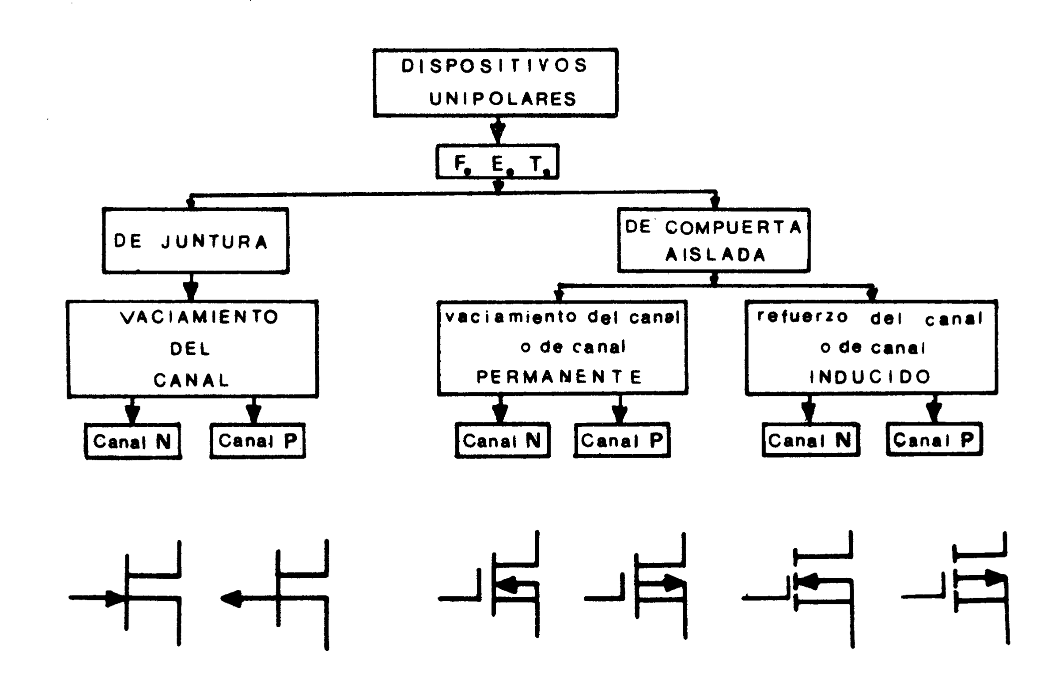


FIGURA 3.1.

Básicamente posee dos divisiones tecnológicas, los de juntura y de compuerta aislada.
En los transistores unipolares de juntura la flecha indica el material de compuerta.
Si la flecha entra en la compuerta el material de la misma es P (el canal es N).
Si la flecha sale de la compuerta el material de la misma es N (el canal es P).
En los transistores unipolares de compuerta aislada la flecha indica el material del sustrato.
Si la flecha es entrante el material del substrato es P (el canal es N). Si la flecha es saliente el material es N (el canal es P).
Tomaremos como ejemplo en el análisis, por razones de simplicidad, los transistores de canal N, sabiendo que todas las tensiones y corrientes en los de canal P son opuestas.

3.1.1. CARACTERISTICAS DE TRANSFERENCIA Y SALIDA :

Las características de transferencia y salida son respectivamente las siguientes :

a) Transistor de juntura (J-FET) - Canal N.

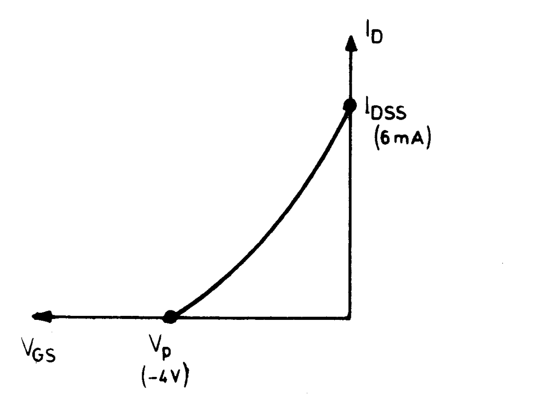


FIGURA 3.2.(a)

FIGURA 3.2.(b)

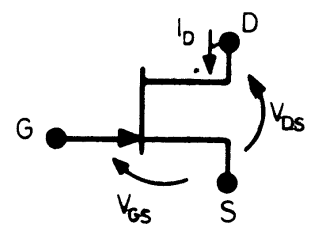


FIGURA 3.2.

b) Transistor de compuerta aislada de canal permanente (MOSFET) - Canal N.



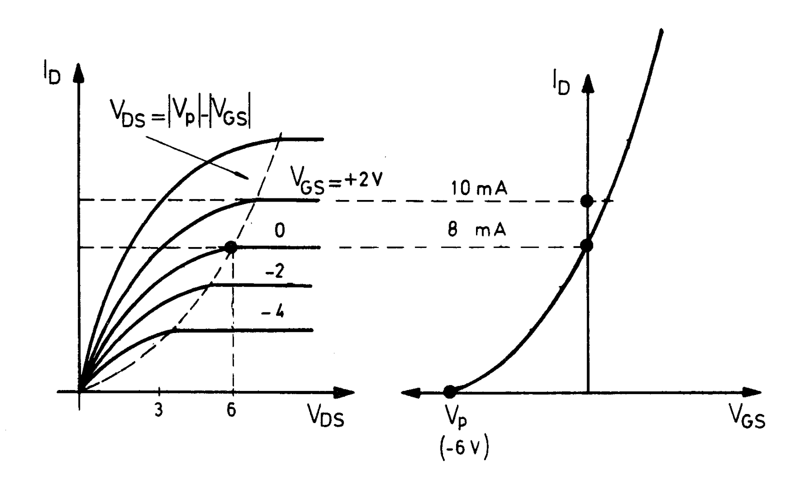


FIGURA 3.3.(b) FIGURA 3.3.(a)

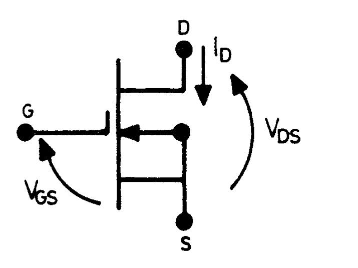


FIGURA 3.3.

En ambos dispositivos de la característica de transferencia surge que :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \qquad \{3.1.\}$$

Válida para :

$$V_{DS} \geq \left| V_P \right| - \left| V_{GS} \right| \qquad \{3.2.\}$$

c) Transistor de compuerta aislada de canal inducido (MOSFET) - Canal N.

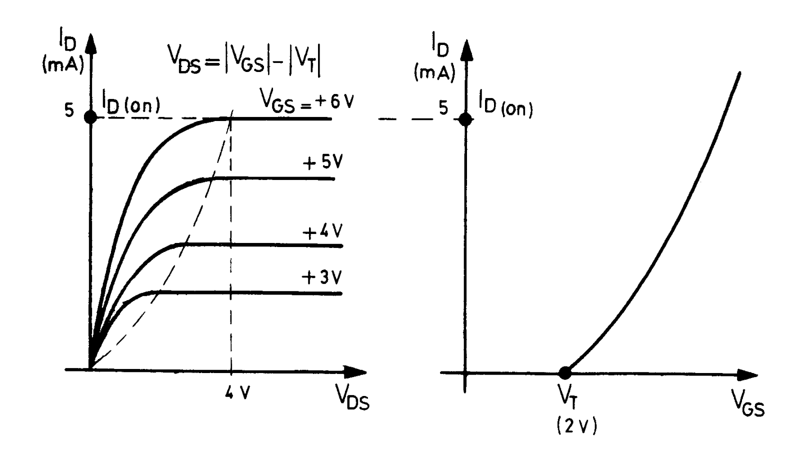


FIGURA 3.4.(a) FIGURA 3.4.(b)

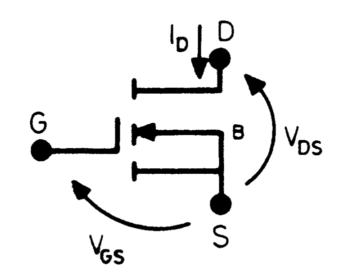


FIGURA 3.4.

Se obtiene la siguiente expresión :

$$I_D = K \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \qquad \{3.3.\}$$

válida para :

$$V_{DS} \geq |V_{GS}| - |V_T| \qquad \{3.4.\}$$

En el J-FET, la máxima corriente estática de drenaje es I_{DSS}, puesto que para superar este valor V_{GS} debe ser positivo, comenzando así a conducir la juntura compuerta-fuente.
Si ello ocurre se deteriora permanentemente el transistor.
Al no existir una juntura propiamente dicha entre estos terminales en el transistor de canal permanente, V_{GS} puede ser positiva, estando su valor limitado por la rigidez dieléctrica de la capa aislante del óxido de silicio entre la compuerta y el canal.
Para ambos la tensión de bloqueo V_P es la que anula la corriente de drenaje I_D .
En el transistor de canal inducido la mínima tensión compuerta-fuente que produce la formación del canal, permitiendo una corriente apreciable es la tensión de umbral V_T .

En todos los gráficos anteriores, las tensiones y corrientes numericamente indicadas representan valores típicos para transistores de baja señal. Ejemplo de éstos son el 2A 267 (J-FET) y el 3N 128 (MOSFET).
La limitación para obtener un dispositivo unipolar que operara en regímenes de potencia se debe a la baja densidad de corriente en el canal construído con tecnología horizontal. Para lograr alta densidad de corriente, la pastilla semiconductora es de dimensiones excesivas; su costo comparativo con los bipolares equivalentes es alto.
En 1975 se desarrolló un MOSFET con tecnología vertical (V-MOS) de canal inducido con capacidad de manejo de grandes corrientes (10 A) y tensiones (80 V).

3.1.2. COMPARACION DE TRANSISTOR UNIPOLAR CON EL BIPOLAR :

Comparando el transistor unipolar con el bipolar se observa lo siguiente:

Transconductancia (gm)

En el caítulo II se vio que para los transistores bipolares :

$$g_m = 40\ (\frac{1}{V})\ .\ I_{CQ}$$

Se demostrará luego que para un J-FET ó MOSFET de canal permanente es :

$$g_m = -\frac{2\ I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

Extrayendo los parámetros de la FIGURA 3.3.:

Con $I_{DQ} = 8$ mA , resulta :

$$g_m = -2\ \frac{8\ mA}{(-6V)}\left(1 - \frac{0}{(-6V)}\right) = 2{,}66\ m\mho$$

Para el bipolar con igual corriente de reposo (8 mA) es :

$$g_m = 40\ (\frac{1}{V})\ .\ 8\ mA = 320\ m\mho$$

La transconductancia en un FET es muy inferior a la de un transistor bipolar, con igual corriente de reposo.
La resistencia dinámica de compuerta respecto de fuente en el J-FET es numéricamente equivalente a la de una juntura P-N polarizada en inversa ($10^8 \Omega$).
En el MOSFET dicha resistencia representa el equivalente de la capa de dióxido de silicio entre compuerta y el canal ($10^{10} \Omega$), mucho mayor que la del J-FET.
Debido a la elevada resistencia dinámica de entrada del FET en la oonfiguración de fuente común analizamos a éste como un dispositivo controlado por tensión.
Se define en el FET una pequeña corriente inversa de fuga I_{GSS} entre compuerta y fuente, según el siguiente esquema :

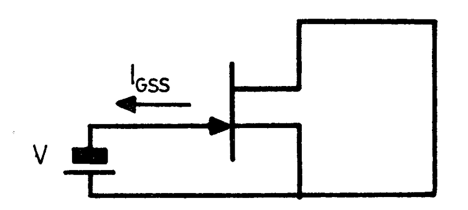


FIGURA 3.5.



I_{GSS} tiene en el J-FET el mismo carácter que I_{CBO} en un transistor bipolar.
En el J-FET, I_{GSS} típicamente vale de 1 a 10 nA (25 °C).
En el MOSFET, vale de 10 pA a 1 nA (25 °C).
Para el V-MOS, I_{GSS} = 100 nA (MAX) para T_a = 125 °C.
En el transistor unipolar se tiene :

$\frac{\Delta I_D}{\Delta T}$ negativo, frente al $\frac{\Delta I_C}{\Delta T}$ positivo del bipolar.

Con lo cual al trabajar con elevados niveles de potencia presenta la ventaja de no embalarse térmicamente.
O sea que al aumentar la temperatura de juntura, la corriente de drenaje tiende a valores menores.
Sabemos que todos los transistores unipolares poseen solo un tipo de portadores controlados por un campo eléctrico, por lo cual no existe la recombinación de portadores minoritarios en la zona activa como en los bipolares.
Por esta razón los FET son dispositivos muy rápidos.
En un V-MOS para conmutar de 0 a 1 A, se obtienen tiempos del orden de los 4 nseg.
Es aproximadamente de 10 a 200 veces más rápido que el bipolar en igual condición de trabajo.

3.1.3. DETERMINACION DEL PUNTO DE TRABAJO ESTATICO :

Los parámetros estáticos del transistor de la FIGURA 3.6. son :

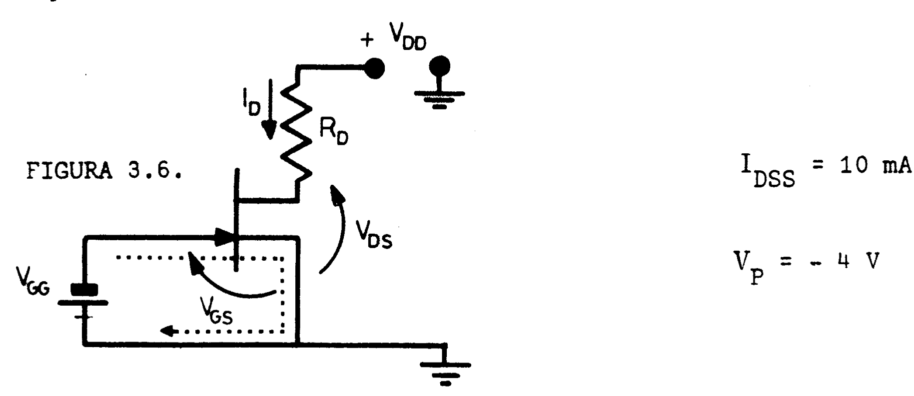


FIGURA 3.6.

I_{DSS} = 10 mA

V_P = - 4 V

Del circuito :

V_{DD} = + 12 V $\quad$ R_D=2 KΩ $\quad$ V_{GG} = 2 V

Recorriendo la malla de compuerta en el sentido indicado obtenemos:

$V_{GS} + V_{GG} = 0$, donde $V_{GS} = - V_{GG} = - 2$ V

De la ecuación {3.1.} :

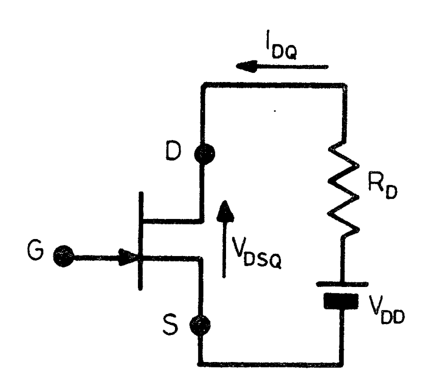
$$I_{DQ} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 = 10 \text{ mA} \left(1 - \frac{2}{4} \right)^2$$

Obtenemos :

$$I_{DQ} = 2{,}5 \text{ mA}$$

Recorriendo la malla de drenaje :





$$V_{DD} = V_{DSQ} + I_{DQ} \cdot R_D \text{ , donde :}$$

$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} \cdot R_D = 12 \text{ V} - 2{,}5 \text{ mA} \cdot 2 \text{ K} = 7 \text{ V}$$

Verificamos la condición de canal saturado (operación dentro de la característica de salida plana); aplicando la ecuación {3.2.}

$$V_{DS} \geq |V_P| - |V_{GS}| \quad ; \quad 7 \text{ V} > 4 \text{ V} - 2 \text{ V}$$

$$7 \text{ V} > 2 \text{ V} \quad \text{(correcto)}$$

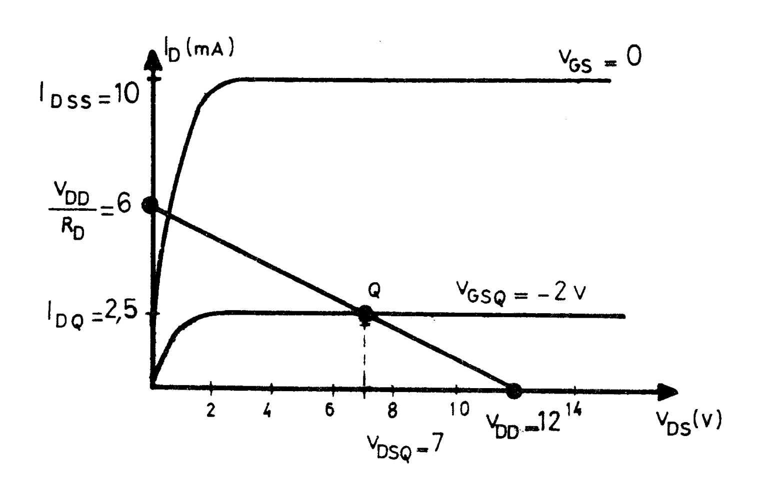
De la malla de salida tenemos :

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D}$$

para el trazado de RCE se parte de :

$$\frac{V_{DD}}{R_D} = 6 \text{ mA} \qquad \text{y} \qquad V_{DD} = 12 \text{ V}$$

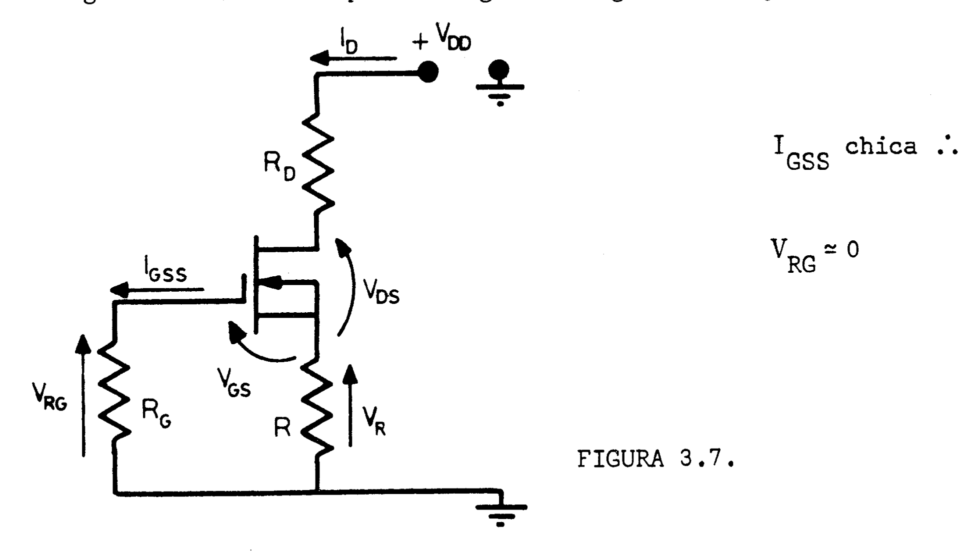
Trazando la recta de carga estática sobre las características de salida, verificamos el punto Q :



3.1.4. AUTOPOLARIZACION



Una forma de eliminar la fuente V_{GG} es generar una tensión debida a I_{DQ} que polarice negativamente la compuerta según el siguiente esquema :



I_{GSS} chica ∴

$V_{RG} \simeq 0$

FIGURA 3.7.

Circulando una corriente I_{DQ}, tenemos en la malla de compuerta :

$V_{GSQ} + I_{DQ} \cdot R = 0$ de donde :

$$V_{GSQ} = - I_{DQ} \cdot R \qquad \{3.5.\}$$

El transistor de la FIGURA 3.7. tiene los mismos parámetros estáticos que el de la FIGURA 3.6. y las dos fuentes V_{DD} son iguales :

$R_D = 2\ K\Omega$ $\qquad V_P = -4\ V$

$I_{DSS} = 10\ mA$ $\qquad V_{DD} = 12\ V$

El objetivo es ubicar el punto Q con $I_{DQ} = 2{,}5\ mA$

Despejando V_{GSQ} de la {3.1.} se obtiene :

$$\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \qquad V_{GS} = V_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right)$$

$$V_{GS} = -4 \left(1 - \sqrt{\frac{2{,}5}{10}}\right) \quad \therefore \quad V_{GSQ} = -2\ V$$

De la ecuación {3.5.} calculamos R

$$R = \frac{-V_{GSQ}}{I_{DQ}} = \frac{-(-2\ V)}{2{,}5\ mA} = 800\ \Omega \simeq 820\ \ \Omega \text{ (Normalizado).}$$

Para calcular V_{DS} se recorre la malla de drenaje :

$V_{DD} = V_{DSQ} + I_{DQ} \cdot R_D + I_{DQ} \cdot R$ de donde :

$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_D + R) = 12 - 2{,}5 \cdot 2{,}82 \simeq 5 \text{ V}$$

Reemplazando :

$V_{DSQ} = 5$ V , **verificamos la** {3.2.}

5 V > 4 V - 2 V

5 V > 2 V

Notemos que V_{DSQ} **se redujo de** 7 V **a** 5 V, **diferencia igual a la caída en** R, **puesto que se mantuvo invariable** V_{DD} .

3.2. ANALISIS DE UNA ETAPA CON SEÑALES FUERTES USANDO V-MOS:

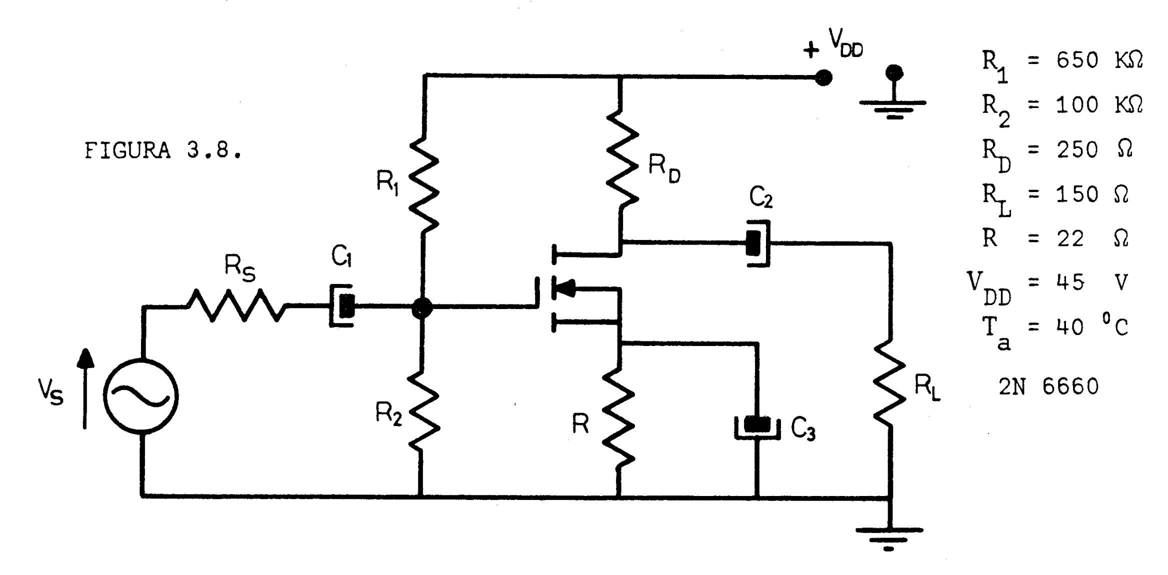


FIGURA 3.8.

a)

$$\frac{V_{DD}}{BV_{DSS_{mín}}} = \frac{45 \text{ V}}{60 \text{ V}} = 0{,}75$$

coeficiente adecuado ya que se trabaja típicamente con 0,8 en los MOS verticales.

b) **Cálculo de** I_{DQ} :

El circuito de contínua queda así :

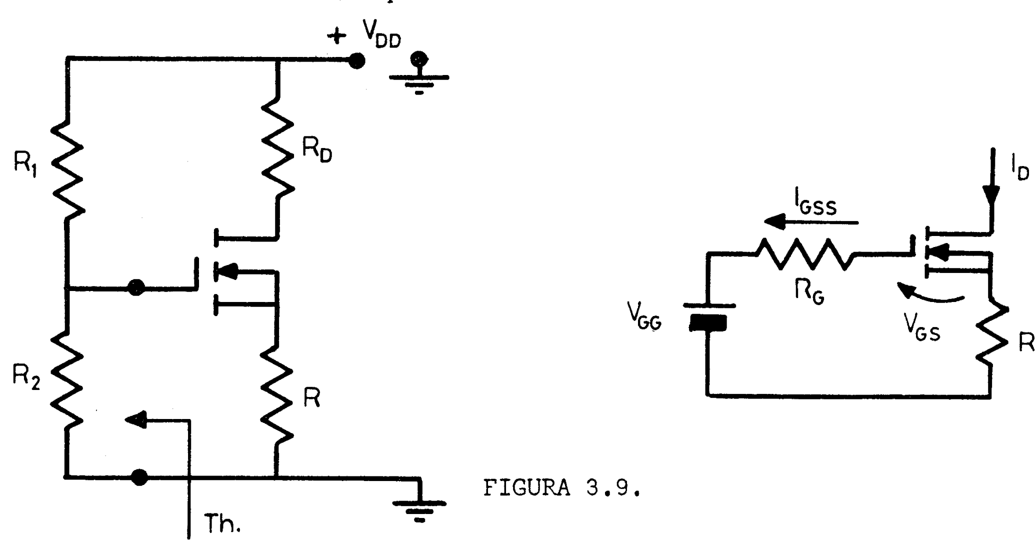


FIGURA 3.9.



Aplicando THEVENIN en el sentido de la flecha tenemos :

$$V_{GG} = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad R_G = R_1 \, || \, R_2 = 86{,}6 \text{ K}\Omega$$

Reemplazando :

$$V_{GG} = \frac{45 \text{ V} \cdot 100 \text{ K}\Omega}{750 \text{ K}\Omega} = 6 \text{ V}$$

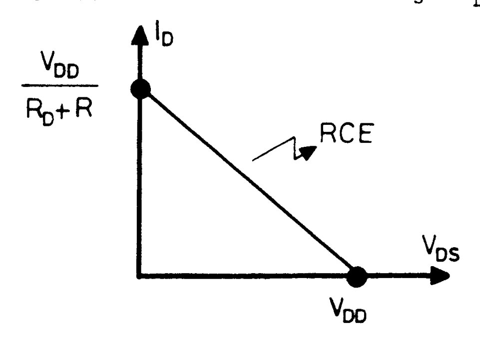
Recorriendo la malla de entrada :

$$V_{GG} = V_{GS} + I_D \cdot R - I_{GSS} \cdot R_G$$, asumido que :

$I_{GSS} \cdot R_G \simeq 0$, que luego verificaremos, queda :

$$V_{GS} = V_{GG} - I_D \cdot R \qquad \{3.9.\}$$

Al no conocer I_D se aplica iterativamente la {3.9.} y la {3.3.}
El punto donde la RCE corta al eje I_D es :



$$\frac{V_{DD}}{R_D + R}$$

$$\frac{V_{DD}}{R_D + R} = \frac{45 \text{ V}}{250 \ \Omega + 22 \ \Omega} = 165 \text{ mA}$$. Se debe comenzar a iterar con una $I_D < 165$ mA

Por un lado se tiene que :

$$V_{GS} = V_{GG} - I_D \cdot R \qquad \{3.9.\}$$

por otra parte de la {3.3.} es :

$$V_{GS} = V_T + \sqrt{\frac{I_D}{K}}$$

donde K se obtiene del manual: $I_D = I_{D\,(ON)} = 1$ A (mín) para $V_{GS} = 10$ V

$$V_T = 0{,}8 \text{ V (mín)}$$

Es :

$$I_D = K \, (V_{GS} - V_T)^2$$, de donde :

$$K = \frac{I_{D\,(ON)}}{(\,10\ V - V_T\,)^2} = \frac{1\ A}{(\,10\ V - 0{,}8\ V\,)^2} = 12\ \frac{mA}{V^2}$$ Reemplazando :

$$V_{GS} = 0{,}8\ V + \sqrt{\frac{I_D}{12}}$$ y de la {3.9.}

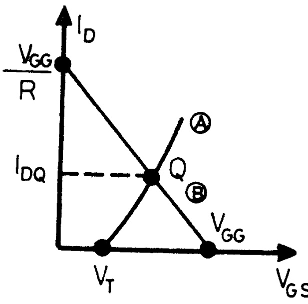
$$V_{GS} = 6\ V - I_D\ .\ 22\ \Omega$$

Asumimos por ejemplo I_D = 80 mA , se obtiene :

$$V_{GS} = 0{,}8\ V + \sqrt{\frac{80}{12}} = 3{,}38\ V$$ y :

$$V_{GS} = 6\ V - 80\ mA\ .\ 22\ \Omega = 4{,}24\ V$$

Para analizar estos resultados graficamos la {3.3.} y la {3.9.} en el plano I_D , V_{GS} .



Donde (A) es el gráfico de la {3.3.} y (B) de la {3.9.}
El cálculo anterior es equivalente a construir la figura anterior en escala y entrar por ordenadas con 80 mA; el resultado hubiera sido de (A) 3,38 V y de (B) 4,24 V
Si el resultado de (B) supera al de (A) es porque la corriente propuesta es inferior a I_{DQ} . Si (A) supera a (B) ocurre lo contrario.
Construiremos la siguiente tabla asignando valores a I_D en función de las conclusiones anteriores :

I_D	$V_{GS}\vert_{(B)}$	$V_{GS}\vert_{(A)}$
mA	V	V
80	4,24	3,38
120	3,36	3,96
90	4,02	3,53
100	3,8	3,68
110	3,58	3,82
105	3,69	3,75
102	3,75	3,71
---	----	-----
103	3,73	3,729
---	----	-----

Si bien $I_{DQ} \simeq 103$ mA, teniendo en cuenta la dispersión en los parámetros del transistor y tolerancias de las resistencias del circuito es aceptable un valor por ejemplo de 100 mA por simplicidad de los posteriores cálculos.

Concluímos con $I_{DQ} \simeq 100$ mA y $V_{GSQ} = 3{,}75$ V

En la ecuación {3.9.} hemos despreciado $I_{GSS} \cdot R_G$

Del manual:

$$I_{GSS\,(m\acute{a}x)} = 500 \text{ nA} \quad a \quad 125\ °C$$

$$I_{GSS} \cdot R_G = 500 \text{ nA} \cdot 86{,}6 \text{ K}\Omega = 43{,}3 \text{ mV}$$

Si se hace el cociente :

$$\frac{V_{GSQ}}{I_{GSS} \cdot R_G} = \frac{3{,}75 \text{ V}}{43{,}3 \text{ mV}} = 86$$

Es un coeficiente extremadamente alto, más aún considerando que la temperatura de operación del amplificador es de 40 °C.

c) Cálculo de V_{DSQ}, canal saturado.

Recorriendo la malla de drenaje en la FIGURA 3.10. obtenemos :

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D\ (\ R_D + R\ ) = 45 \text{ V} - 100 \text{ mA}\ (\ 250 + 22\ )\,\Omega = 17{,}8 \text{ V}$$

Verificamos la condición de canal saturado, aplicando la ecuación {3.4.}

$$V_{DS} \geq |V_{GS}| - |V_T|$$

$$17{,}8 > 2{,}95 \text{ V}$$

d) Potencia disipada por el transistor P_{d_T} :

Análogamente a la expresión utilizada para el transistor bipolar, se demuestra que :

$$P_{d_T} = V_{DS} \cdot I_{DQ} = 17{,}8 \text{ V} \cdot 100 \text{ mA} = 1{,}78 \text{ W}$$

e) Cálculo del disipador :

Del manual, $P_{d_M} \simeq 750$ mW a 25 °C

En el punto d) se obtuvo :

$$P_{d_T} = 1{,}78 \text{ W}$$

Al ser :

$P_{d_T} > P_{d_M}$ se necesita el uso de disipador.

Del manual se extrae que :

$$T_{j_M} = 150\ °C \quad y \quad \theta_{jC} = 15\ °C/W$$

Es :

$$P_{d_T} = \frac{T_{j_M} - T_a}{\theta_{jc} + \theta_{da} + \theta_{cd}} \text{ , de donde : } \theta_{da} + \theta_{cd} = \frac{T_{j_M} - T_a}{P_{d_T}} - \theta_{jc}$$

Reemplazando :

$$\theta_{da} + \theta_{cd} = \frac{150\ °C - 40\ °C}{1{,}78\ W} - 15\ °C/W \simeq 47\ °C/W$$

Estimando :

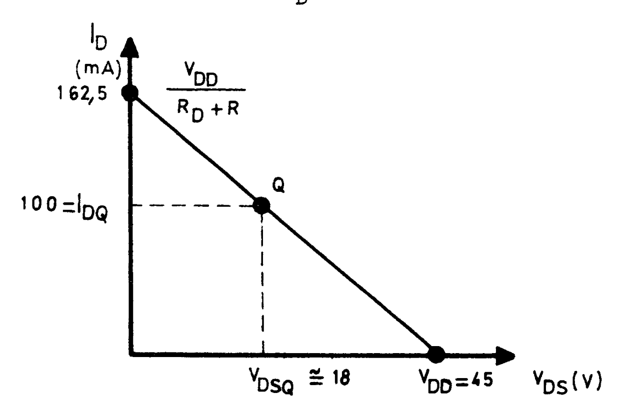
$$\theta_{cd} \simeq 2\ °C/W \text{ , resulta : } \theta_{da} = 45\ °C/W$$

f) Trazado de RCE y RCD :

De la malla de salida se obtiene:

$$I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D + R} \quad \text{De donde : } \frac{V_{DD}}{R_D + R} = 162{,}5 \text{ mA y } V_{DD} = 45 \text{ V .}$$

Graficando :



Para trazar la RCD partiendo del punto Q se calcula :

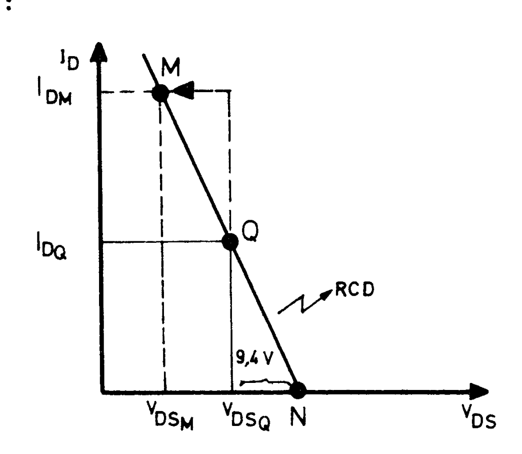
$$\Delta V = - I_{DQ} \cdot R_d \text{ , obteniendo el punto N.}$$

Donde :

$$R_d = R_D \,||\, R_L = 250\ \Omega \,||\, 150\ \Omega \simeq 94\ \Omega \quad \text{y}$$

$$\Delta V = 100\ \text{mA} \cdot 94\ \Omega = 9{,}4\ \text{V}$$

Graficamente :





A partir del punto Q obtenemos de la misma forma el punto M, de excursión simétrica. En las características de salida la parábola dada por la {3.3.} para valores de

$$V_{DS} = |V_{GS}| - |V_T|$$ separa la característica resistiva de la zona plana.

Debe verificarse que el punto M esté a la derecha de la parábola para garantizar una excursión $V_{ds} = 9{,}4$ V .

Por simetría :

$$I_{DM} = 2\ I_{DQ} \qquad\qquad I_{DM} = 200\ \text{mA}$$

De la ecuación {3.3.} calculamos V_{GS} en el punto M :

$$V_{GS_M} = V_T + \sqrt{\frac{I_{DM}}{K}} = 0{,}8\ V + \sqrt{\frac{200}{12}} = 4{,}88\ V$$

Correspondiendo a :

$$V_{DS} = |V_{GS}| - |V_T| \quad \therefore$$

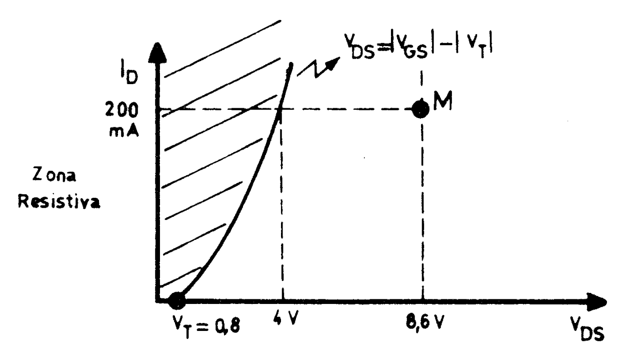
$$V_{DS} = 4{,}88\ V - 0{,}8\ V \simeq 4\ V$$

Através de la RCD obtenemos que cuando $I_D = I_{DM}$ es :

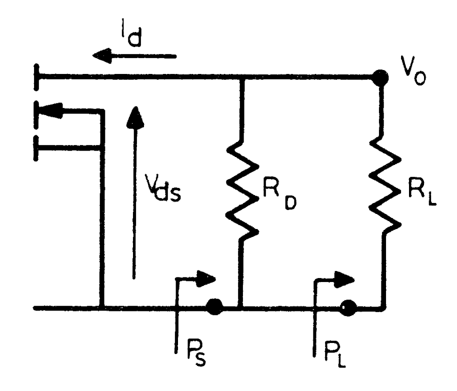
$$V_{DS} = V_{DS_M} = V_{DSQ} - 9{,}4\ V \simeq 18\ V - 9{,}4\ V = 8{,}6\ V$$

Puesto que $V_{DS_M} = 8{,}6$ V supera los 4 V el transistor no entra en la zona ohmica.

Gráficamente se tiene que el punto M está a la derecha de la parábola de separación; correcto.



g) Cálculo de P_S ;





$$P_S = \frac{V_{ds}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{V_{ds} \cdot I_d}{2}$$

Reemplazando :

$I_d = 100$ mA y $V_{ds} = 9{,}4$ V se tiene que :

$$P_S = \frac{100 \text{ mA} \cdot 9{,}4 \text{ V}}{2} = 470 \text{ mW}$$

h) Rendimiento de conversión :

$\eta_c = \dfrac{P_s}{P_{DD}}$, $P_{DD} = V_{DD} \cdot I_{DQ}$; los resistores R_1 y R_2 son muy elevados en el FET para evaluar su consumo.

Reemplazando :

$$P_{DD} = 45 \text{ V} \cdot 100 \text{ mA} = 4{,}5 \text{ W}$$

$$\eta_c \% = \frac{470 \text{ mW}}{4{,}5 \text{ W}} \cdot 100 = 10 \%$$

3.3. MODELO DE BAJA SEÑAL PARA EL TRANSISTOR UNIPOLAR :

Sabemos que el transistor unipolar es un dispositivo de comportamiento alineal; lo que es consecuencia directa del carácter cuadrático de su característica de transferencia. Ver ecuaciones {3.1.} y {3.3.}.
Se demuestra que dicha alinealidad produce un efecto despreciable en el funcionamiento dinámico del amplificador cuando éste maneja señales débiles (en bajo nivel). Bajo estas condiciones de operación el FET puede tratarse como un dispositivo lineal.
Para obtener el modelo lineal se puede recurrir a la FIGURA 3.1., 3.2. ó 3.3.
Formalmente expresamos la corriente de drenaje i_D como una función de la tensión de compuerta v_{GS}, y de la tensión de drenaje v_{DS}. Es decir que

$i_D = f\,(v_{GS}, v_{DS})$. Si v_{GS} y v_{DS} varían incrementalmente, la variación de i_D está dada aproximadamente por los dos primeros términos de la serie de TAYLOR :

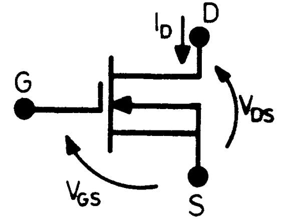


FIGURA 3.10.

$$\Delta i_D = \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\right|_{\Delta v_{DS}=0} \cdot \Delta v_{GS} + \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}\right|_{\Delta v_{GS}=0} \cdot \Delta v_{DS} \qquad \{3.10\}$$

Adoptamos la siguiente notación :

$$\Delta v_{GS} = v_{gs} \quad ; \quad \Delta v_{DS} = v_{ds} \quad ; \quad \Delta i_D = i_d$$



Definimos :

a) Transconductancia :

$$g_m = \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\right|_{\Delta v_{DS} = 0} \qquad \{3.11.\}$$

$$g_m \simeq \left.\frac{\Delta i_D}{\Delta v_{GS}}\right|_{\Delta v_{DS} = 0} = \left.\frac{i_d}{v_{gs}}\right|_{\Delta v_{DS} = 0} = \left.\frac{i_d}{v_{gs}}\right|_{v_{DS} = cte}$$

b) Resistencia de drenaje-fuente (de Salida) :

$$r_d = \left.\frac{\partial v_{GS}}{\partial i_D}\right|_{\Delta v_{GS} = 0} \qquad \{3.12.\}$$

$$r_d \simeq \left.\frac{\Delta v_{DS}}{\Delta i_D}\right|_{\Delta v_{GS} = 0} = \left.\frac{v_{ds}}{i_d}\right|_{\Delta v_{GS} = 0} = \left.\frac{v_{ds}}{i_d}\right|_{v_{GS} = cte}$$

Reemplazando en la {3.10.} se obtiene :

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} + \frac{1}{r_d} \cdot v_{ds} \qquad \{3.13.\}$$

donde :

$$\frac{1}{r_d} = g_d$$

Usualmente en las hojas de datos se emplea otra nomenclatura, por ejemplo en fuente común :

$$g_m = |y_{fs}| = |y_{21s}| \qquad y \qquad \frac{1}{r_d} = \frac{1}{r_{ds}} = |y_d| = |y_{os}| = g_{os}$$

La ecuación {3.13.} permite construir el siguiente circuito equivalente :

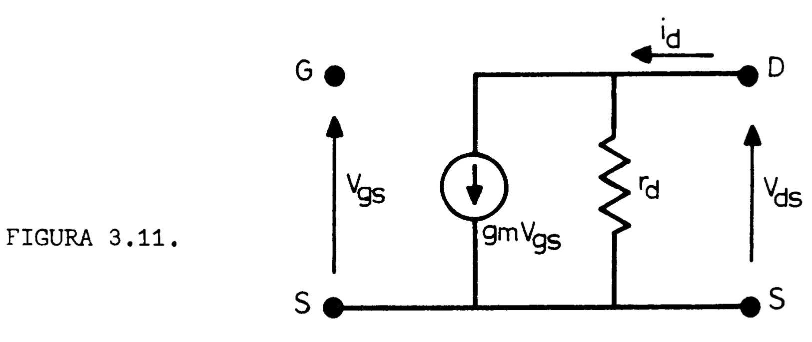


FIGURA 3.11.

La corriente entrante al nodo D es :

$$i_d = g_m \cdot v_{gs} + \frac{1}{r_d} \cdot v_{ds}$$

3.3.1. CALCULO DE LA TRANSCONDUCTANCIA :

a) Para el J-FET y MOS-FET de canal permanente, de la {3.1.} para valores totales se tiene :

$$i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2$$

Al ser :

$$v_{GS} = V_{GS} + v_{gs}$$ se tiene que :

$$i_D = I_{DSS}\left\{\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) - \frac{v_{gs}}{V_P}\right\}^2$$

$$i_D = I_{DSS}\left\{\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 - 2\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)\frac{v_{gs}}{V_P} + \left(\frac{v_{gs}}{V_P}\right)^2\right\}$$

Al operar en bajo nivel, eliminamos el término cuadrático dinámico. Queda por lo tanto :

$$i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 - 2\,I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)\frac{v_{gs}}{V_P}$$ puesto que :

$$i_D = I_D + i_d$$ igualando :

$$I_D \simeq I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad \text{e} \quad i_d = -\,2\,I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)\cdot\frac{v_{gs}}{V_P}$$

Al ser :

$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}}$$ resulta :

$$g_m = -\,2\,\frac{I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \qquad \{3.14.\}$$

Cuando la polarización de compuerta es nula ($V_{GS} = 0$) se obtiene :

$$g_{m_o} = -\,2\,\frac{I_{DSS}}{V_P} \qquad \{3.15.\}$$ Reemplazando en la {3.14.}

$$g_m = g_{m_o}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \qquad \{3.16.\}$$

Valores típicos de g_{m_o} están en el rango de 1 a 20 m℧.

Al tener V_P e I_{DSS} signos opuestos es g_{m_o} positivo.

Operando con la {3.1.} y la {3.16.} :



$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad \therefore \quad \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = \frac{I_D}{I_{DSS}}$$

De donde :

$$g_m = g_{mo}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \qquad \{3.17.\}$$

La máxima g_m del J-FET es g_{mo} con $V_{GS} = 0$.

Para calcular el valor máximo de g_m en el MOSFET de canal permanente debe reemplazarse en la {3.17.} I_D por $I_{D(ON)}$ del transistor.

b) Para el MOSFET de canal inducido, de la {3.3.} , se obtiene para valores totales :

$$i_D = K\,(v_{GS} - V_T)^2$$

$$I_D + i_d = K\,(V_{GS} + v_{gs} - V_T)^2 = K\{\,(V_{GS} - V_T) + v_{gs}\,\}^2$$

$$I_D + i_d = K\,(V_{GS} - V_T)^2 + 2\,K\,(V_{GS} - V_T).\,v_{gs} + \cancel{K\,v_{gs}^2}$$

De donde :

$$i_d = 2\,K\,(V_{GS} - V_T)\,.\,v_{gs} \qquad g_m = 2\,K\,(V_{GS} - V_T)$$

De la {3.3.}

$$V_{GS} - V_T = \sqrt{\frac{I_D}{K}} \qquad \text{Reemplazando se llega a :}$$

$$g_m = 2\,K\sqrt{\frac{I_D}{K}} = 2\sqrt{K\,.\,I_D}$$

Se especifica en los manuales el valor de transconductancia (g_{mA}) para un valor particular de $I_D = I_{DA}$, resulta :

$$g_{mA} = 2\sqrt{K\,.\,I_{DA}} \qquad \text{Es decir que :}$$

$$\sqrt{K} = \frac{g_{mA}}{2\sqrt{I_{DA}}} \qquad \text{Por lo tanto :}$$

$$g_m = 2\sqrt{K}\,.\sqrt{I_D} = 2\sqrt{I_D}\,.\,\frac{g_{mA}}{2\,I_{DA}} = g_{mA}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DA}}}$$

Finalmente :

$$g_m = g_{mA}\sqrt{\frac{I_D}{I_{DA}}} \qquad \{3.18.\}$$

Conociendo I_{DA} y g_{mA} se puede obtener g_m para cualquier otro valor de I_D .
Analizando hojas de datos de J-FETS y MOSFETS se observa que los valores de transconductancia g_m de unos y otros son ciertamente parecidos, de 0,1 a 20 mʊ.

En relación a la resistencia dinámica de salida r_d en los primeros es fuertemente más elevada que en los MOSFETS. Estos tienen valores de 1 a 50 KΩ , mientras que los J-FETS van desde 0,1 a 1 MΩ.

3.4. AMPLIFICADOR UNIPOLAR DE BAJO NIVEL :

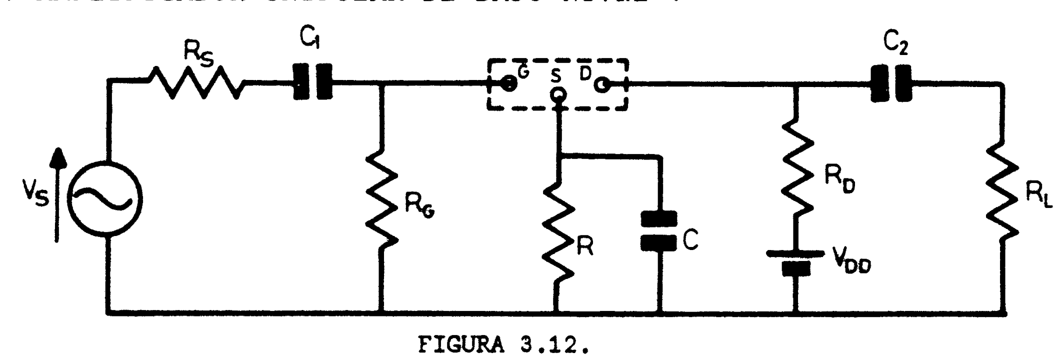
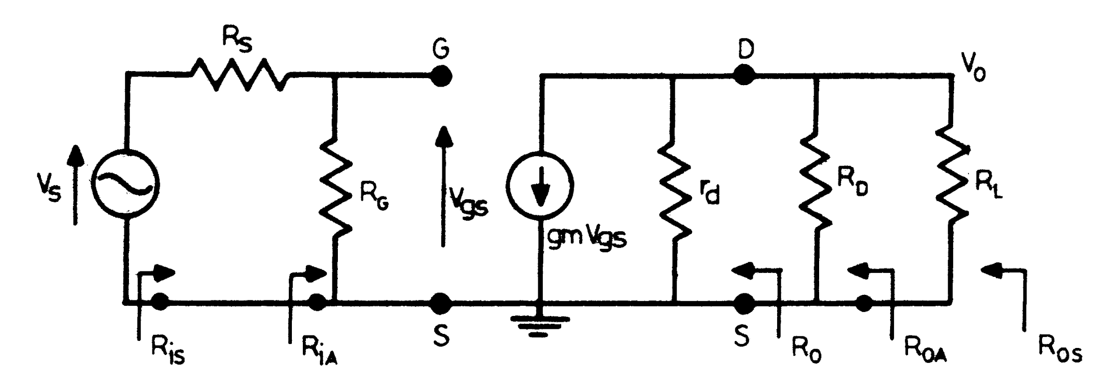


FIGURA 3.12.

Reemplazando al transistor por su circuito equivalente, en el rango de frecuencias medias, donde las capacidades de acople y de paso, conjuntamente con V_{DD} presentan impedancia nula, se obtiene :



Haciendo :

$$R_d = R_D \,||\, R_L$$

$$V_0 = - g_m \cdot V_{gs} \left(\frac{r_d \cdot R_d}{r_d + R_d}\right) \qquad A_V = \frac{V_0}{V_{gs}} = - g_m \left(\frac{r_d \cdot R_d}{r_d + R_d}\right)$$

Suponiendo $r_d >> R_d$ resulta :

$$A_V \simeq - g_m \cdot R_d \qquad \{3.19.\}$$

Si en cambio $r_d \simeq 5\ R_d$ se obtiene $A_V \simeq 0{,}83\ g_m \cdot R_d$
Aplicando la {3.19.} generalmente no se introducen errores superiores del 10 al 20 % , resultando tolerable si se tiene en cuenta el peso que introduce la dispersión de g_m .

Amplificación de tensión referida al generador A_{VS} :

$$A_{VS} = \frac{V_0}{V_S} = \frac{V_0}{V_{gs}} \cdot \frac{V_{gs}}{V_S} = - g_m \cdot R_d \frac{R_G}{R_G + R_S}$$

Se obtiene por inspección :

$$R_{i_A} = R_G \qquad R_O = r_d \qquad R_{i_S} = R_S + R_G$$

$$R_{OA} = r_d \,||\, R_D \qquad R_{OS} = r_d \,||\, R_D \,||\, R_L$$

En el amplificador de la FIGURA 3.12. (unipolar) con J-FET, calcular R_D para obtener $|A_V| \geq 10$.

DATOS :

$I_{DSS} = 1{,}60$ mA	$V_P = -2$ V (Canal N)
$I_{DQ} = 0{,}8$ mA	$R_L = 100$ KΩ
$R_G = 1$ MΩ	$V_{DD} = 24$ V
$R_S = 100$ KΩ	

a) Cálculo de g_m :

De la ecuación {3.16.}

$$g_m = g_{m_O}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \text{ , siendo :}$$

$$g_{m_O} = -2\,\frac{I_{DSS}}{V_P} = \frac{2 \,.\, 1{,}6 \text{ mA}}{2 \text{ V}} = 1{,}60 \text{ m℧}$$

$$g_m = 1{,}60 \text{ m℧}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \quad \text{De la \{3.1.\} se obtiene :}$$

$$V_{GS} = V_P\left(1 - \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}}\right) = -2 \text{ V}.\left(1 - \sqrt{0{,}5}\right) = -0{,}585 \text{ V}$$

$$g_m = 1{,}60 \text{ m℧}\left(1 - \frac{-0{,}585 \text{ V}}{-2 \text{ V}}\right) = 1{,}13 \text{ m℧}$$

b) Cálculo de R_D :

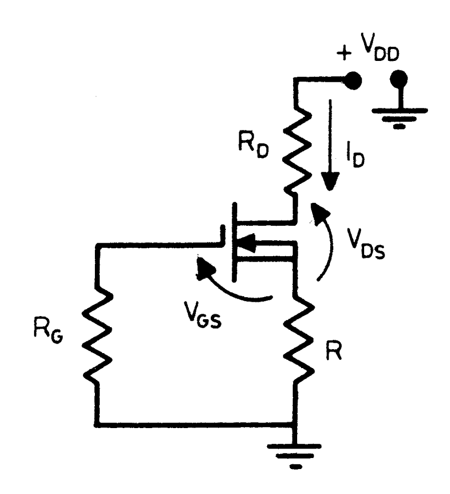
De la {3.19.}

$$R_d = \frac{|A_V|}{g_m} = \frac{10}{1{,}13 \text{ m℧}} = 8{,}84 \text{ K}\Omega$$

Si adoptamos $R_D = 10$ KΩ , $R_d = 10 \text{ K}\Omega \,||\, 100 \text{ K}\Omega \simeq 9{,}1 \text{ K}\Omega > 8{,}84 \text{ K}\Omega$

c) Cálculo de V_{DS} , canal bloqueado :

En contínua tenemos el siguiente esquema :



Recorriendo la malla de drenaje :

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D\,(R_D + R) = 24\text{ V} - 0{,}8\text{ mA}\,(10\text{ K}\Omega + R)$$

De la {3.5.} calculamos :

$$R = -\frac{V_{GS}}{I_D} = -\frac{-0{,}585\text{ V}}{0{,}8\text{ mA}} = 731\ \Omega$$

Se adopta R = 750 Ω (valor normalizado) es :

$$V_{DS} = 24\text{ V} - 0{,}8\text{ mA}\,(10\text{ K}\Omega + 750\ \Omega) \simeq 15\text{ V}$$

$$|V_P| - |V_{GS}| = |-2\text{ V}| - |-0{,}585\text{ V}| = 1{,}41\text{ V}$$

Como $V_{DS} \simeq 15$ V es :

15 V > 1,41 V . Se verifica la condición de canal bloqueado.

3.5. DRENAJE COMUN (SEGUIDOR DE FUENTE) :

Sea la siguiente configuración :

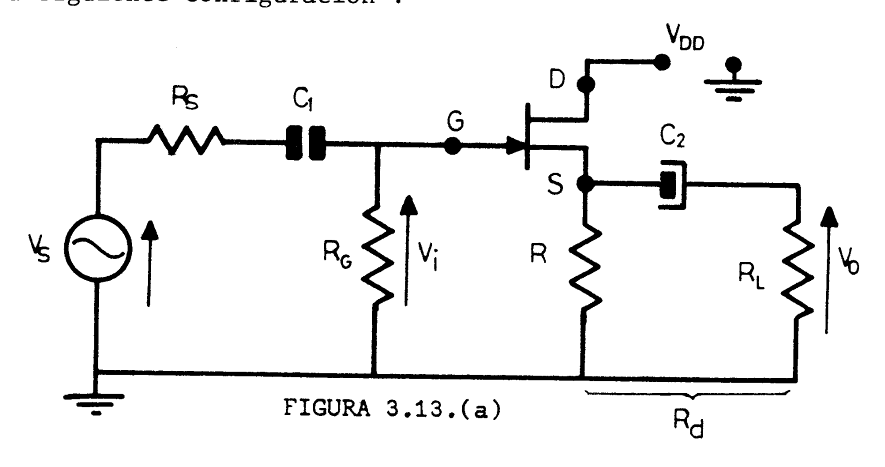
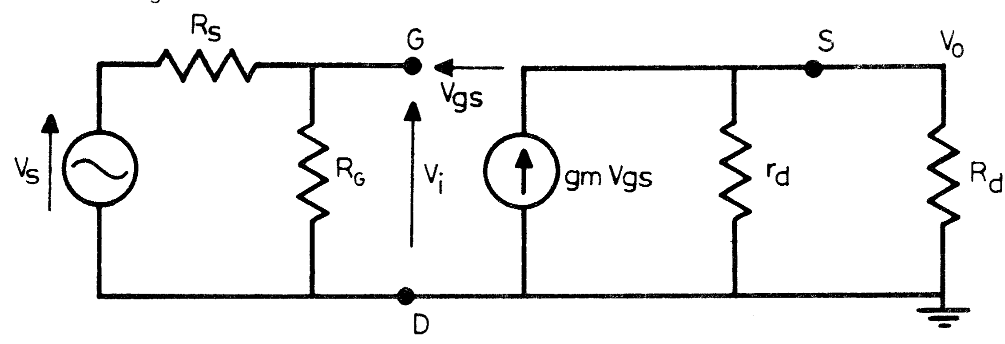


FIGURA 3.13.(a)

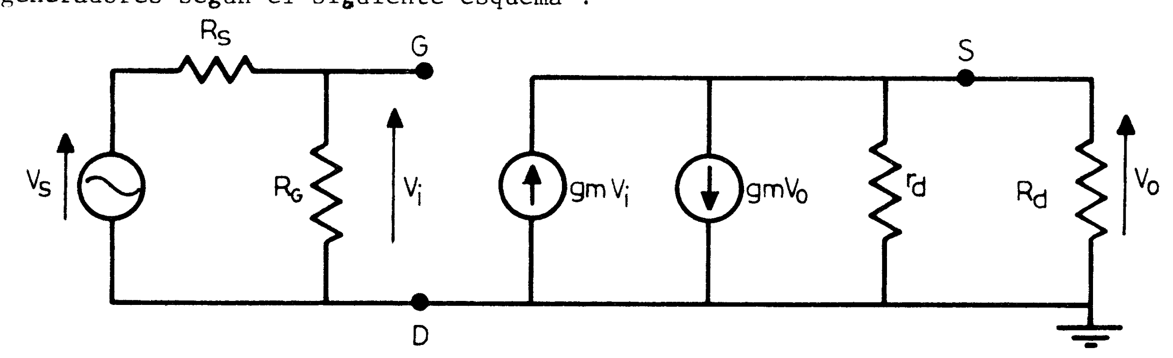
Es $V_{GS} = - I_D \cdot R$ (Polarización negativa).

Análisis de baja señal :



$V_{gs} = V_i - V_O$ multiplicando ambos miembros por g_m :

$g_m \cdot V_{gs} = g_m \cdot V_i - g_m \cdot V_O$ Circuitalmente el generador controlado $g_m \cdot V_{gs}$ puede ser reemplazando por dos generadores según el siguiente esquema :



El generador $g_m \cdot V_O$ está ubicado entre los extremos de V_O . Se puede obtener la misma corriente, $g_m \cdot V_O$ colocando en lugar del generador una conductancia g_m . La corriente a través de la conductancia g_m es precisamente $g_m \cdot V_O$

Obtenemos así :

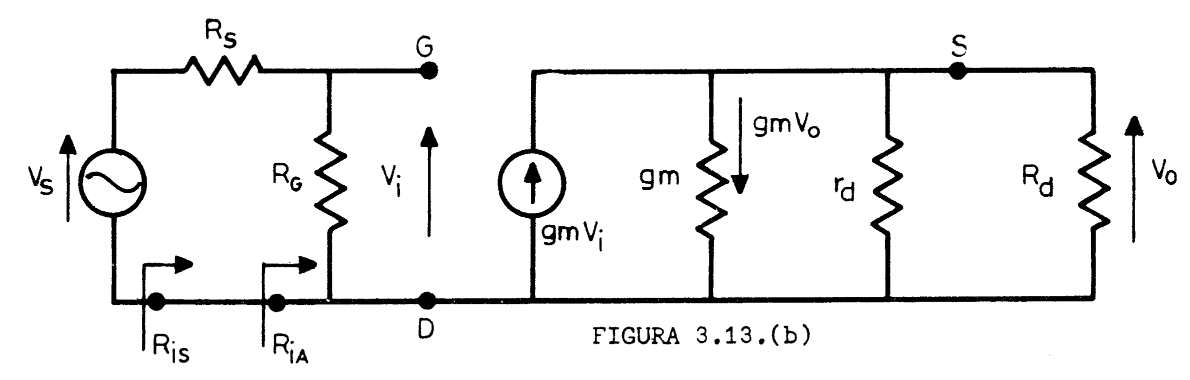


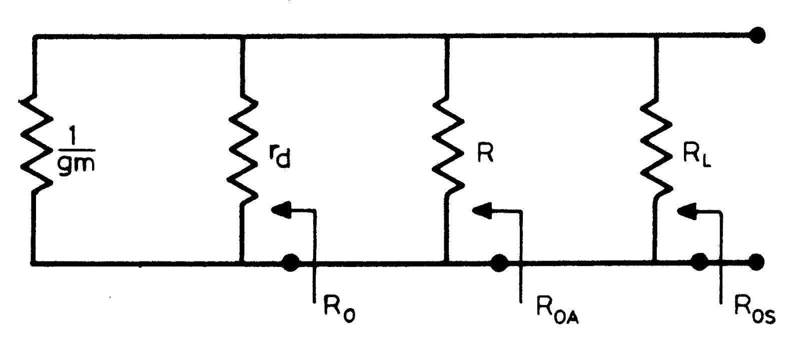
FIGURA 3.13.(b)

De la FIGURA 3.13.(b), analizando por inspección se tiene que :

$$R_{i_A} = R_G \qquad R_{i_S} = R_S + R_G$$

Resistencia de salida :





$$R_O = r_d \,||\, \frac{1}{g_m}$$

Debido a que $\frac{1}{g_m} << r_d$ resulta : $R_O \simeq \frac{1}{g_m}$

$$R_{OA} = R_O \,||\, R \qquad \{3.20.\} \qquad R_{OS} = R_{OA} \,||\, R_L$$

De la malla de salida de la FIGURA 3.13.(b), se tiene :

$$g_m \cdot V_i = g_m \cdot V_O + \frac{V_O}{r_d} + \frac{V_O}{R_d} \quad ; \quad g_m \cdot V_i = V_O \left(g_m + \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_d} \right)$$

$$A_V = \frac{V_O}{V_i} \simeq \frac{g_m}{g_m + \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_d}}$$

Usualmente en el FET , como :

$g_m >> \frac{1}{r_d}$ queda :

$$A_V = \frac{V_O}{V_i} \simeq \frac{g_m}{g_m + \frac{1}{R_d}}$$

Vemos que : $A_V < 1$

$$A_V = \frac{g_m \cdot R_d}{1 + g_m \cdot R_d} \qquad \{3.21.\}$$

En muchas aplicaciones es conveniente que el producto $g_m \cdot R_d$ sea lo más grande posible de manera que la ganancia A_V tienda a la unidad.

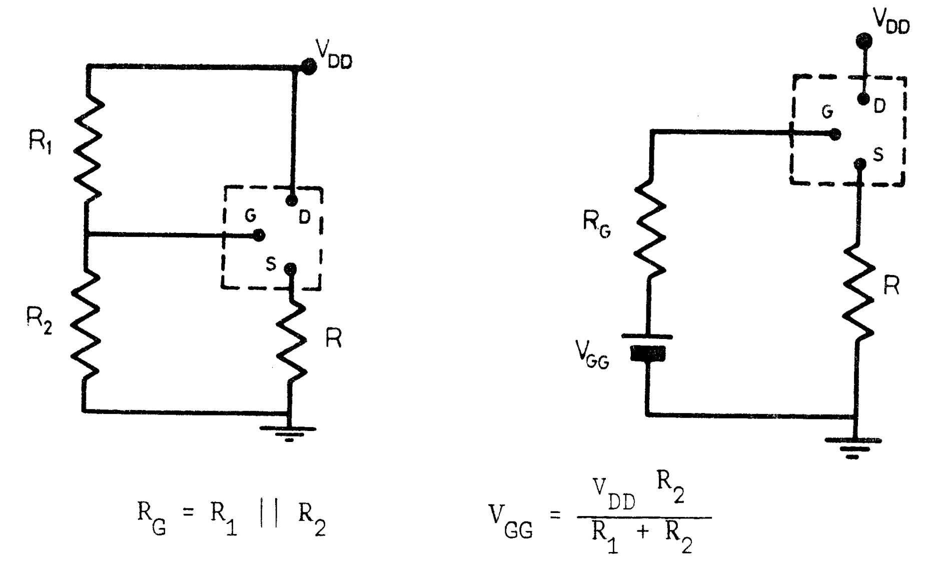
Si se hace R grande aumenta V_{GSQ} acercándose a V_P . Con lo cual baja I_{DQ} , disminuyendo g_m . Como se ve en la FIGURA 3.13.(c).

gm

I_{DQ}

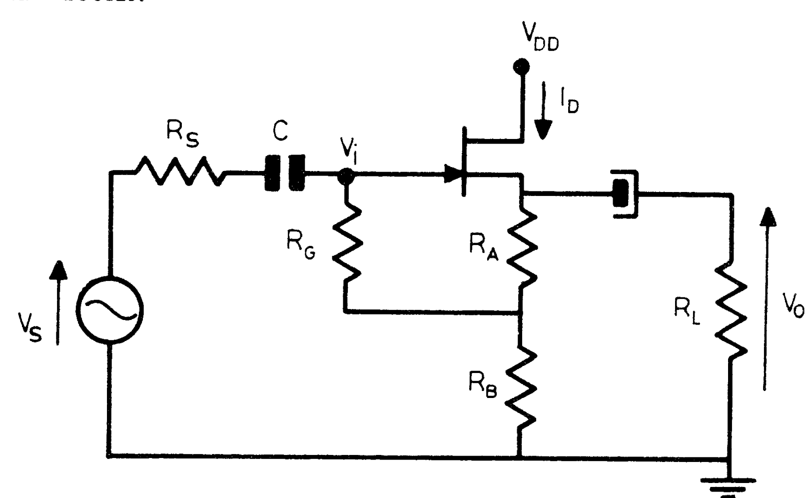
FIGURA 3.13.(c)

Se puede compensar la caída negativa sobre R aplicando una tensión positiva en serie con la malla de entrada que se puede obtener a través de un divisor de tensión como se ve en la FIGURA :



$R_G = R_1 \parallel R_2$ $\qquad V_{GG} = \frac{V_{DD} \; R_2}{R_1 + R_2}$

Sin embargo conviene usar un circuito que presente una derivación en R como se muestra en la FIGURA.



La corriente contínua que circula por R_G es despreciable. La polarización entre compuerta y fuente se obtiene a través de la caída de tensión sobre R_A .

$$V_{GSQ} = - I_{DQ} \cdot R_A$$

R_B se elije en función del valor de V_{DS} requerido, especificándose V_{DD} .

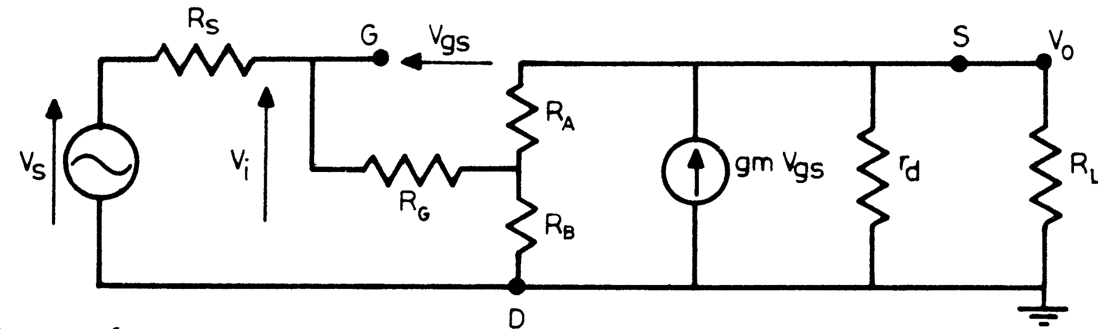
$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} (R_A + R_B)$$

Haciendo :

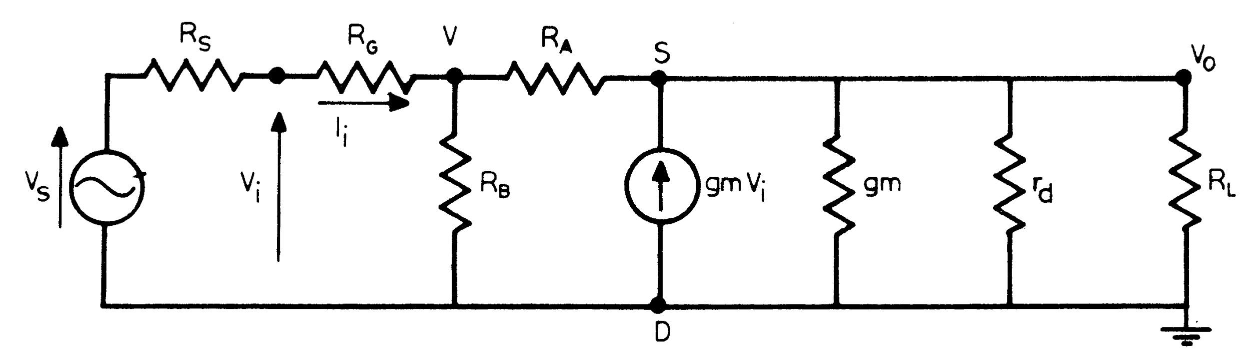
$$R_B >> R_A \qquad \text{es :}$$

$$V_{DSQ} \simeq V_{DD} - I_{DQ} \cdot R_B$$

El circuito equivalente para la señal es el siguiente :



Se transforma en :



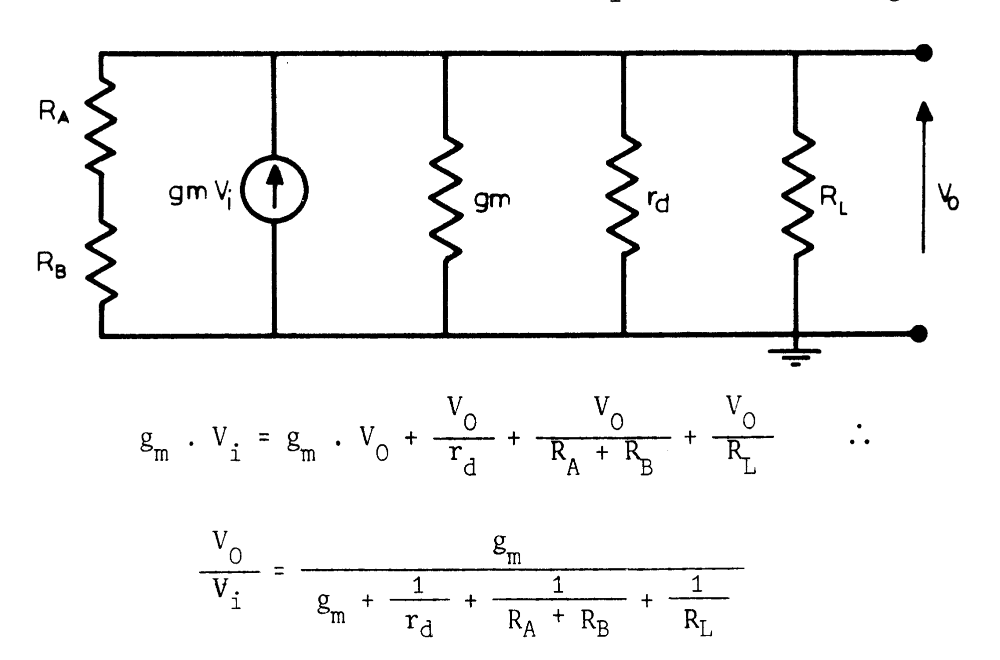
Se busca que :

$$A_V = \frac{V_O}{V_i} \rightarrow 1 \quad \text{Por lo tanto} \quad V_O \rightarrow V_i \quad \text{y también} \quad V \rightarrow V_i$$

Entonces :

$$I_i = \frac{V_i - V}{R_G} \rightarrow 0$$

Despreciando la pequeña corriente de señal I_i que circula por R_G queda :



$$g_m \cdot V_i = g_m \cdot V_O + \frac{V_O}{r_d} + \frac{V_O}{R_A + R_B} + \frac{V_O}{R_L} \quad \therefore$$

$$\frac{V_O}{V_i} = \frac{g_m}{g_m + \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_A + R_B} + \frac{1}{R_L}}$$

3-25

Y como :

$$g_m >> \frac{1}{r_d} \quad \text{es :}$$

$$A_V = \frac{V_O}{V_i} = \frac{g_m}{g_m + \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R_A + R_B} + \frac{1}{R_L}}$$

Haciendo :

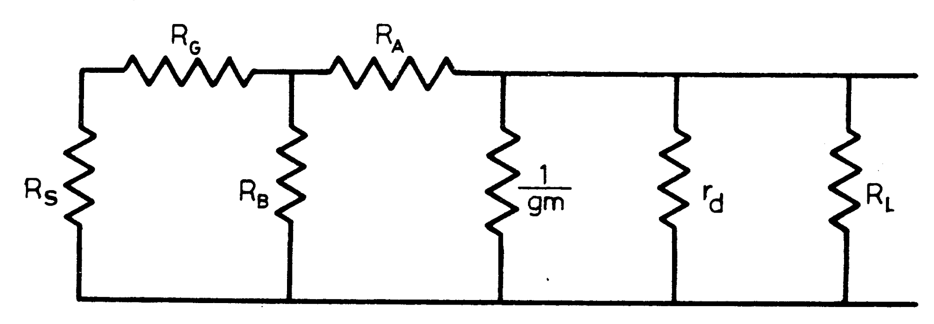
$$\frac{1}{R_A + R_B} = \frac{1}{R'} \qquad R' \,||\, R_L = R_d \qquad \text{queda :}$$

$$A_V = \frac{g_m \cdot R_d}{1 + g_m \cdot R_d} \qquad \{3.22.\}$$

Cálculo de la resistencia de salida :

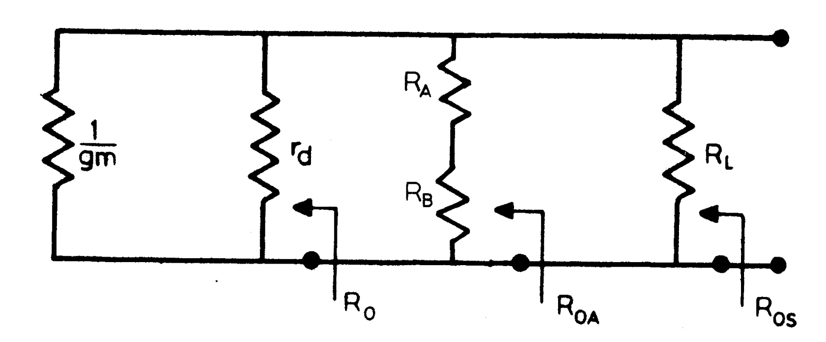
Si $V_S = 0$ es $V_i = 0$ y $g_m \cdot V_i = 0$

El circuito queda :



Además normalmente :

$$R_S + R_G >> R_B \qquad \text{Queda :}$$

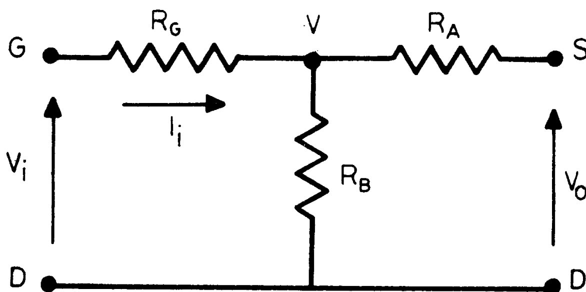


$$R_O \simeq \frac{1}{g_m}$$

$$R_{OA} = R_O \,||\, (R_A + R_B)$$

$$R_{OS} = R_{OA} \,||\, R_L$$

Cálculo de la resistencia de entrada :





$$I_i = \frac{V_i - V}{R_G}$$

Como $(R_G + R_S) >> R_B$ resulta un divisor de tensión :

$$V = V_O \frac{R_B}{R_A + R_B}$$ Reemplazando en I_i :

$$I_i = \frac{V_i - V_O \dfrac{R_B}{R_A + R_B}}{R_G}$$ Es : $V_O = A_V \cdot V_i$, resulta :

$$I_i = \frac{V_i - A_V \cdot V_i \dfrac{R_B}{R_A + R_B}}{R_G} = \frac{1}{R_G} V_i \left(1 - A_V \frac{R_B}{R_A + R_B}\right)$$

Haciendo :

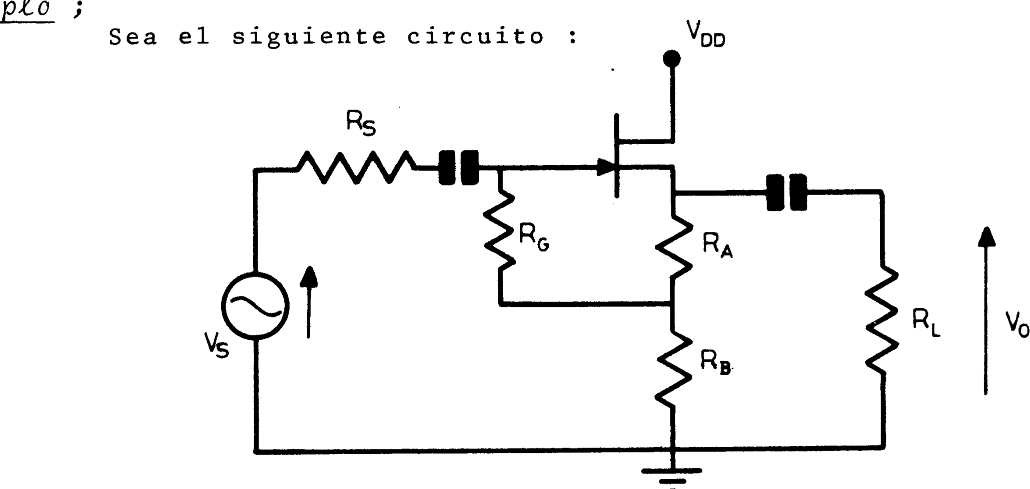
$$A_V \frac{R_B}{R_A + R_B} = K$$, resulta $$I_i = \frac{1}{R_G} V_i (1 - K)$$

$$R_{iA} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{R_G}{1 - K} \qquad \{3.24.\}$$

$$Ri_S = R_S + Ri_A$$

Ejemplo ;

Sea el siguiente circuito :



DATOS :

$V_{DD} = 20$ V $\quad I_{DSS} = 10$ mA $\quad V_P = -4$ V

$R_S = 1$ MΩ $\quad R_L \rightarrow \infty \quad R_G = 2{,}2$ MΩ

Q $\begin{cases} V_{DS} = 10 \text{ V} \\ I_D = 7 \text{ mA} \end{cases}$

INCOGNITAS :

Polarizar

A_V R_i R_{OS}

Recorriendo la malla de salida, en contínua :

$$V_{DD} = V_{DS} + I_D\,(R_A + R_B)$$

$$R_A + R_B = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_D} = \frac{20\ V - 10\ V}{7\ mA} = 1{,}42\ K\Omega$$

Se coloca en lugar de R_A y R_B un potenciómetro de ajuste $R' = 1{,}5\ K\Omega$

Es:

$$V_{GS} = V_P\,\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = -4\ V\left(1 - \sqrt{\frac{7}{10}}\right) = -0{,}64\ V$$

$$R_A = -\frac{V_{GS}}{I_D} = -\frac{-0{,}64\ V}{7\ mA} = 91\ \Omega$$

$$R_B = R' - R_A \qquad R_B = 1{,}5\ K\Omega - 91\ \Omega = 1409\ \Omega$$

Análisis incremental :

$$g_{m_O} = -\frac{2\ I_{DSS}}{V_P} = \frac{-2\ .\ 10\ mA}{-4\ V} = 5\ m\mho$$

$$g_m = g_{m_O}\ \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 5\ m\mho\left(1 - \frac{0{,}64}{4}\right) = 4{,}2\ m\mho$$

$$A_V = \frac{g_m\ .\ R_d}{1 + g_m\ .\ R_d} \quad ; \quad R_d = R' = 1{,}5\ K\Omega \ \text{ pues } \ R_L \to \infty$$

$$A_V = \frac{4{,}2\ m\mho\ .\ 1{,}5\ K\Omega}{1 + 4{,}2\ m\mho\ .\ 1{,}5\ K\Omega} \simeq 0{,}86$$

$$R_O \simeq \frac{1}{g_m} \simeq 240\ \Omega \quad ; \quad R_{OA} = R_O\ ||\ R' = 240\ \Omega\ ||\ 1500\ \Omega = 207\ \Omega$$

$$R_{i_A} = \frac{R_G}{1 - K} \quad ; \quad K = A_V\ \frac{R_B}{R_A + R_B} = 0{,}86\ \frac{1409}{1500} = 0{,}81$$

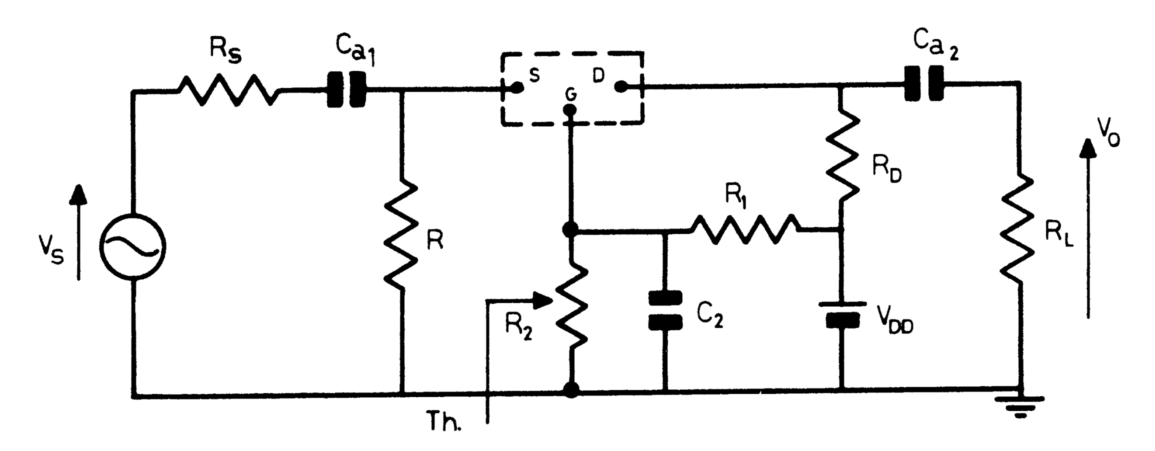
$$R_{i_A} = \frac{R_G}{1 - 0{,}81} = \frac{2{,}2\ M\Omega}{0{,}19} \simeq 11{,}6\ M\Omega$$

$$A_{V_S} = A_V\ \frac{R_{i_A}}{R_{i_A} + R_S} = 0{,}86\ \frac{11{,}6\ M\Omega}{(11{,}6 + 1)\ M\Omega} \simeq 0{,}79$$



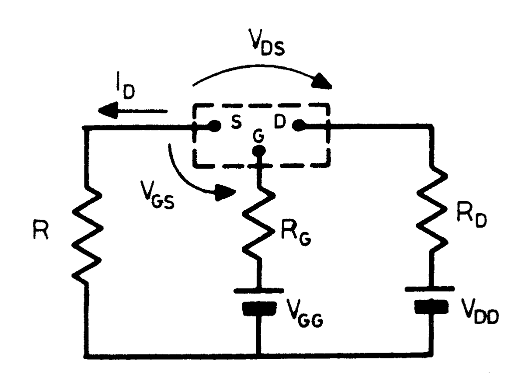
3.6. COMPUERTA COMUN :

Sea la siguiente configuración :



Circuito de contínua :

Aplicando THEVENIN en el sentido de la flecha se tiene :



$$R_G = R_1 \,||\, R_2$$

$$V_{GG} = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Es : $V_{GS} = V_{GG} - I_D \cdot R$, despreciando la caída en R_G

Definimos el factor de amplificación de tensión μ como :

$$\mu = - \left.\frac{\partial v_{DS}}{\partial v_{GS}}\right|_{\Delta i_D = 0} = - \left.\frac{v_{ds}}{v_{gs}}\right|_{I_{DQ} = cte} \qquad \{3.25.\}$$

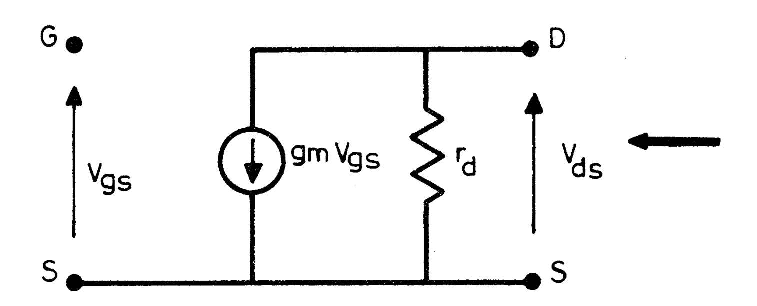
de la {3.13.}

$$\frac{v_{ds}}{v_{gs}} = - g_m \cdot r_d$$ con la salida abierta para la señal. ($i_d = 0$)

$$\mu = - \left.\frac{v_{ds}}{v_{gs}}\right|_{i_d = 0} = g_m \cdot r_d$$

$$\mu = g_m \cdot r_d \qquad \{3.26.\}$$

Partiendo de la FIGURA 3.11.



Aplicando THEVENIN en el sentido de la flecha :

$$V_T = -\, g_m \cdot V_{gs} \cdot r_d = -\, \mu \cdot V_{gs}$$

$$r_T = r_d$$

Se puede hacer el siguiente circuito equivalente :

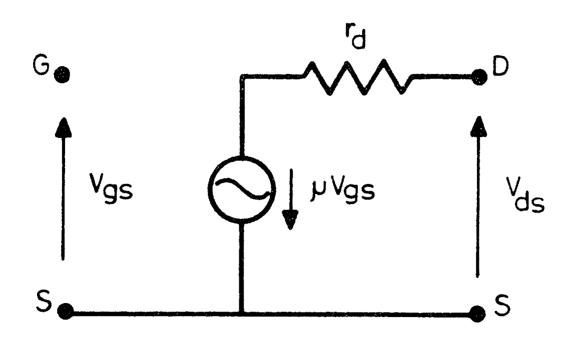


FIGURA 3.14.

Análisis de baja señal :

Empleando el modelo dinámico recientemente obtenido para la configuración de común puerta común :

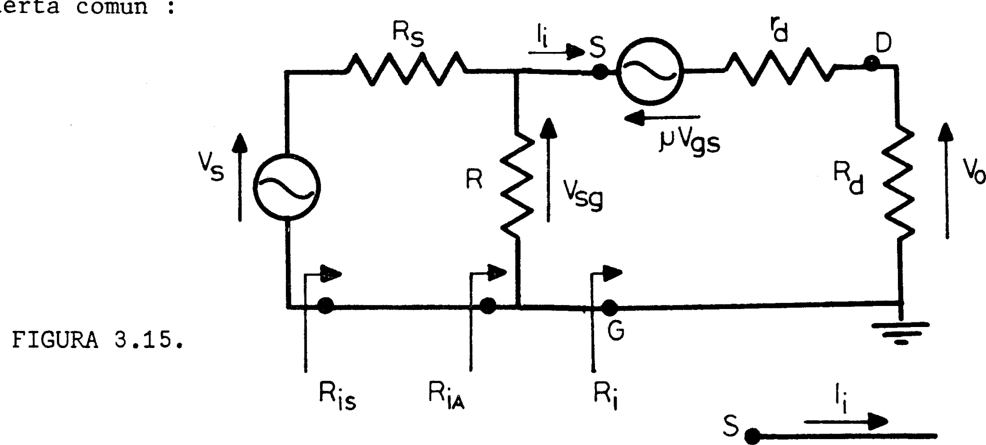


FIGURA 3.15.

Resistencia de entrada :

$$R_i = \frac{V_{sg}}{I_i}$$

Recorriendo la malla entre S y G :

$$V_{sg} = \mu \cdot V_{gs} + I_i\,(r_d + R_d)$$ como $V_{gs} = -V_{sg}$ resulta :

$$V_{sg}\,(\mu + 1) = I_i\,(r_d + R_d)$$

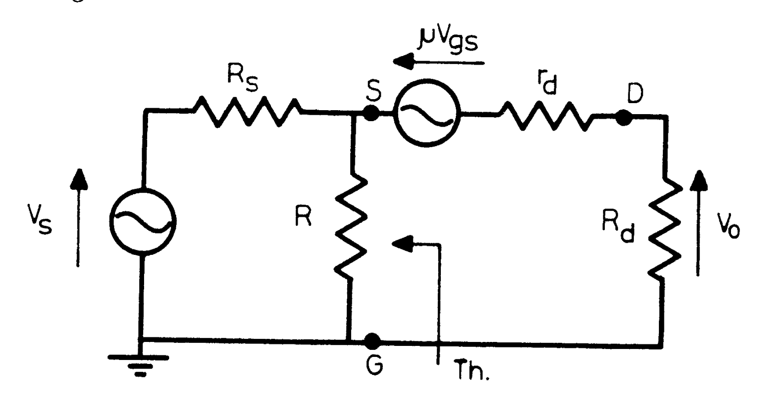
$$\frac{V_{sg}}{I_i} = \frac{r_d + R_d}{(\mu + 1)}$$; queda $$R_i = \frac{r_d + R_d}{(\mu + 1)} \qquad \{3.27.\}$$

$$R_{iA} = R \,||\, R_i \qquad R_{iA} = R \,||\, \left(\frac{r_d + R_d}{(\mu + 1)}\right)$$

$$R_{iS} = R_S + R_{iA} \qquad R_{iS} = R_S + R \,||\, \left(\frac{r_d + R_d}{(\mu + 1)}\right)$$

Resistencia de salida :

Sea el circuito siguiente :



Aplicando THEVENIN en el sentido de la flecha se tiene :

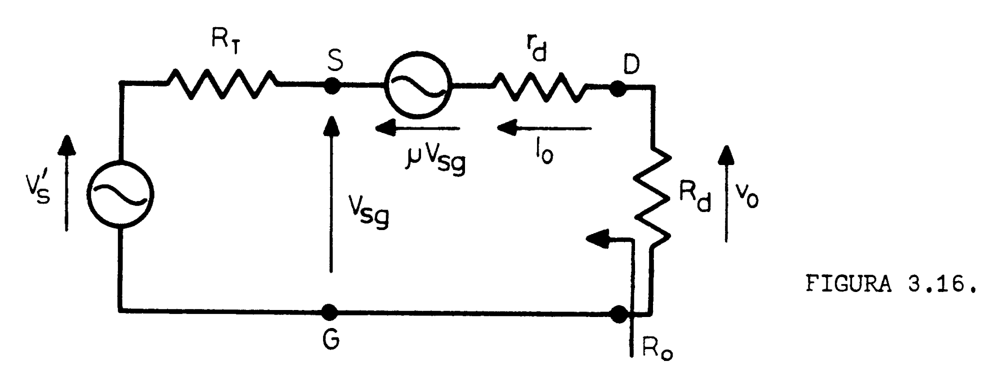


FIGURA 3.16.

Donde :

$$R_T = R_S \,||\, R \qquad \text{y} \qquad V'_S = V_S\,\frac{R}{R + R_S}$$

De la FIGURA 3.16.

$$R_0 = \frac{V_0}{I_0}$$

Recorriendo la malla de la FIGURA para $V'_S = 0$ se tiene :



$$V_0 = I_0 \cdot r_d - \mu \cdot V_{gs} + V_{sg} = I_0 \cdot r_d + \mu \cdot V_{sg} + V_{sg}$$

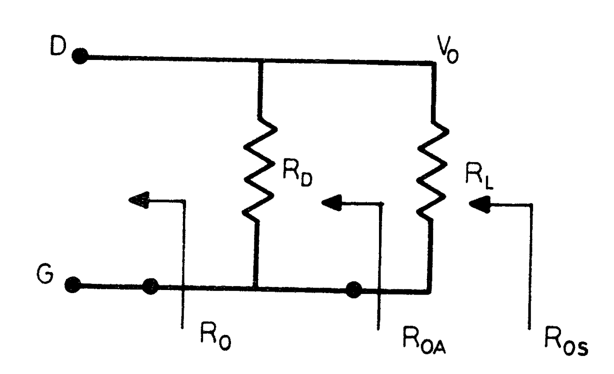
$$V_0 = I_0 \cdot r_d + (1 + \mu)\ V_{sg}$$

Como :

$V_{sg} = I_0 \cdot R_T$, se tiene :

$$V_0 = I_0 \cdot r_d + (1 + \mu)\, I_0 \cdot R_T = I_0\ (r_d + (1 + \mu)\ R_T)$$

$$R_0 = \frac{V_0}{I_0} = r_d + (1 + \mu)\ R_T \qquad \{3.28.\}$$



$R_{0A} = R_0 \parallel R_D$

$R_{0S} = R_{0A} \parallel R_L$

Amplificación de tensión A_V :

$A_V = \dfrac{V_0}{V_{sg}}$ De la FIGURA 3.15. es :

$V_0 = I_i \cdot R_d$

A su vez se tiene :

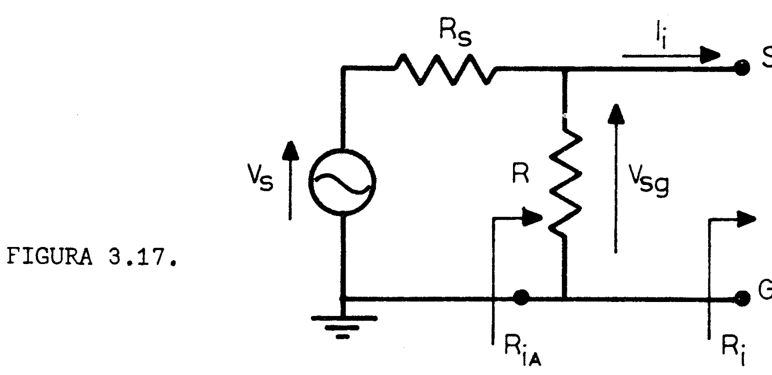


FIGURA 3.17.

Donde :

$I_i = \dfrac{V_{sg}}{R_i}$ Reemplazando : $V_0 = \dfrac{V_{sg}}{R_i}\ R_d$

$A_V = \dfrac{R_d}{R_i}$ Como : $R_i = \dfrac{r_d + R_d}{(\mu + 1)}$ $\{3.29.\}$

Reemplazando :

3-32

$$A_V = \frac{R_d\ (\mu + 1)}{r_d + R_d} \qquad \{3.30.\}$$

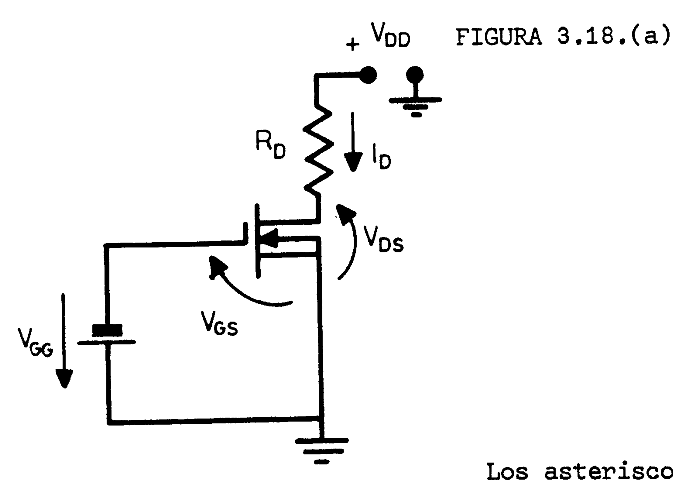
$$A_{V_S} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{V_O}{V_{sg}} \cdot \frac{V_{sg}}{V_S} = \frac{R_d}{R_i} \cdot \frac{R_{iA}}{R_S + R_{iA}}$$

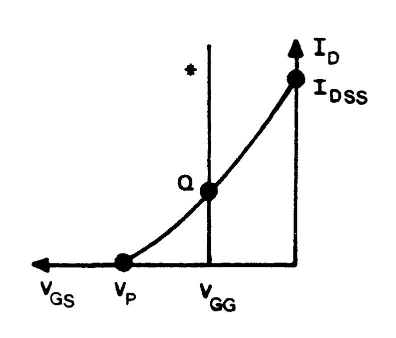
$$A_{V_S} = \frac{R_d}{R_i} \cdot \frac{R_{iA}}{R_S + R_{iA}} \qquad \{3.31.\}$$

3.7. ANALISIS GRAFICO DE LA POLARIZACION DEL FET :

Básicamente los circuitos de polarización son :

FIGURA 3.18.(a)

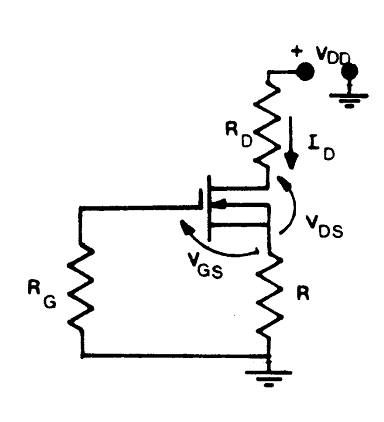


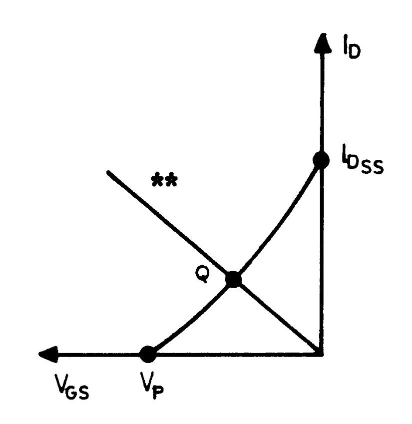


* Es $V_{GS} = - V_{GG}$,

Los asteriscos indican la ubicación de la recta de polarización sobre la característica de transferencia.

FIGURA 3.18.(b)

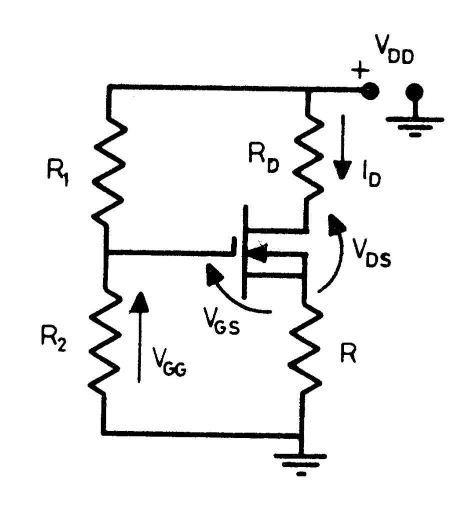


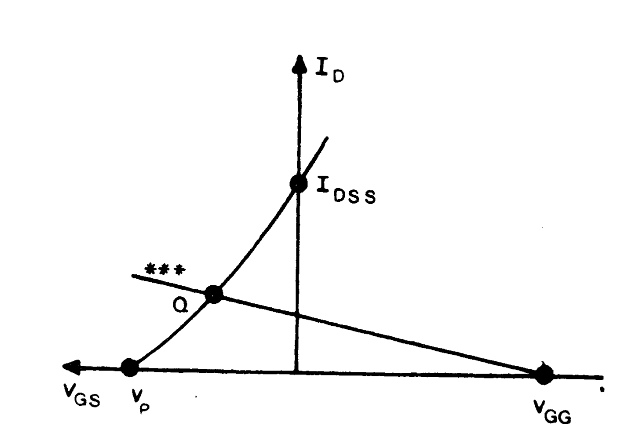


** $V_{GS} = - I_D \cdot R$,



FIGURA 3.18.(c)





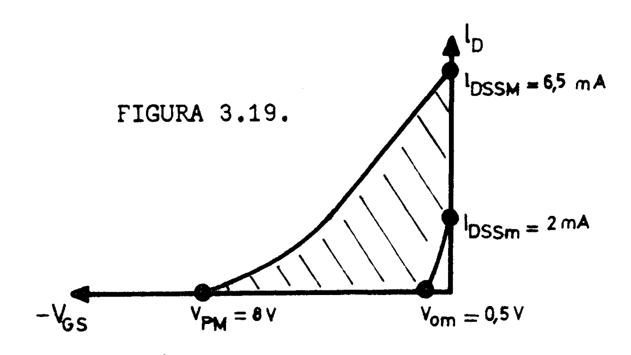
*** $V_{GS} = V_{GG} - I_D \cdot R$

Sólo hemos polarizado transistores unipolares conociendo V_P e I_{DSS} .
En la práctica se plantea el siguiente problema, por ejemplo :

2 A 243 (J-FET)	Máximo	Típico	Mínimo	Unidad	CANAL N
I_{DSS}	6,5		2	mA	
V_P	- 8		- 0,5	V	

Significa que sobre la característica de transferencia hay dispersión en V_P e I_{DSS} , según la FIGURA 3.19.

FIGURA 3.19.



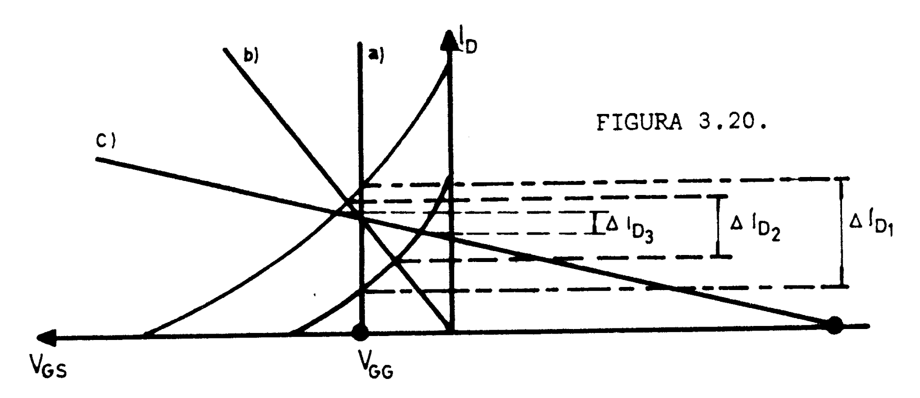
La zona rayada representa posibles parábolas de transistores en una partida grande.

O sea que un transistor 2 A 243 puede tener su característica de transferencia dentro de la zona rayada.

Veamos el comportamiento de los circuitos de polarización de la FIGURA 3.18. frente a las dispersiones .

La recta vertical corresponde al circuito (a), de polarización fija. ΔI_D , representa la diferencia $I_{DQ_M} - I_{DQ_m}$ que puede obtenerse si se utilizan dos transistores con características máximas y mínimas en dicha configuración.
La recta que pasa por el origen corresponde al circuito (b), con autopolarización
Observamos que $\Delta I_{D_2} < \Delta I_{D_1}$.





La recta desplazada del origen corresponde al circuito (c), con polarización flotante : divisor R_1 , R_2 y R . observamos que $\Delta I_{D_3} < \Delta I_{D_2}$.

Concluímos diciendo que el circuito con divisor de tensión es el que más estabiliza el punto Q frente a dispersión en los parámetros estáticos del FET.

Para obtener menor ΔI_{D_2} puede aumentarse R . Esto trae aparejado una disminución de I_{DQ} .

Ejemplo :

Polarizar el 2 A 243 con $I_{DQ} = 1$ mA , $\frac{\Delta I_D}{I_{DQ}} \leq 25\ \%$

Se adopta el circuito (c).
Si se diseña la polarización de un J-FET debe ser :

$I_{DM} \leq I_{DSS_m}$, puesto que si hacemos inversa la desigualdad y se construye el circuito con un transistor que tenga características de corriente mínima éste se deteriora.

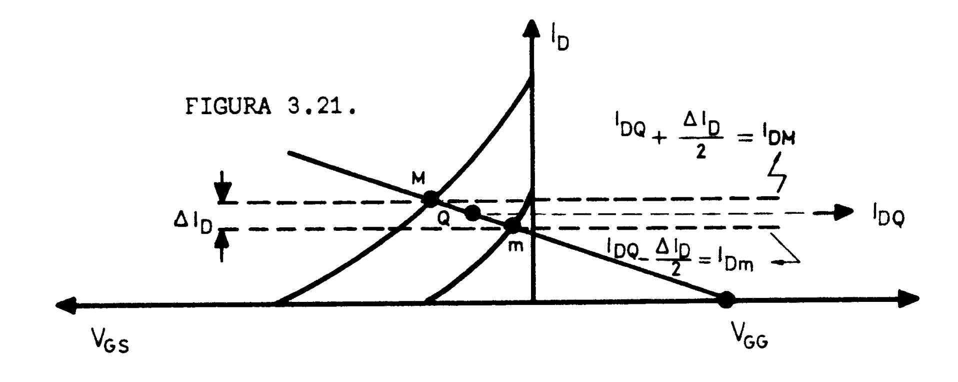
Es debido a que le corresponderá de acuerdo con el cálculo un valor de $V_{GS} > 0$ (en canal N).

En el caso del MOSFET debe ser : $I_{DM} \leq I_{D(ON)mín}$

Análisis de los datos :

$$\Delta I_D \cong 0,25 \ . \ I_{DQ} = 0,25 \ . \ 1 \text{ mA} = 0,25 \text{ mA}$$

Gráficamente :



$$I_{DM} = 1 \text{ mA} + \frac{0,25 \text{ mA}}{2} = 1,125 \text{ mA}$$

$$I_{D_m} = 1 \text{ mA} - \frac{0{,}25 \text{ mA}}{2} = 0{,}875 \text{ mA}$$

I_{D_M} es la corriente de reposo que circulará por un transistor que tenga características máximas .

I_{D_m} es la corriente de reposo del transistor de $V_{P_{mín}}$ e $I_{DSS_{mín}}$.

Calculamos :

$$V_{GS_M} = V_{P_M} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D_M}}{I_{DSS_M}}}\right) = -8 \text{ V} \left(1 - \sqrt{\frac{1{,}125}{6{,}5}}\right) = -4{,}672 \text{ V}$$

$$V_{GS_m} = V_{P_m} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D_m}}{I_{DSS_m}}}\right) = -0{,}5 \left(1 - \sqrt{\frac{0{,}875}{2}}\right) = -0{,}169 \text{ V}$$

Básicamente el cálculo del circuito consiste en determinar V_{GG} y R

De la recta (c), de interés :

$$V_{GG} = I_D \cdot R + V_{GS}$$

En el punto M :

$$V_{GG} = I_{D_M} \cdot R + V_{GS_M}$$

En el punto m :

$$V_{GG} = I_{D_m} \cdot R + V_{GS_m}$$

Restando miembro a miembro se obtiene :

$$R = \frac{V_{GS_m} - V_{GS_M}}{I_{D_M} - I_{D_m}} = \frac{4{,}672 \text{ V} - 0{,}169 \text{ V}}{1{,}125\text{mA} - 0{,}875\text{mA}} = \frac{4{,}5 \text{ V}}{0{,}25 \text{ mA}} = 18 \text{ K}\Omega$$

En el punto M por ejemplo :

$$V_{GG} = I_{D_M} \cdot R + V_{GS_M} = 1{,}125 \text{ mA} \cdot 18 \text{ K}\Omega + (-4{,}672 \text{ V}) \simeq 15{,}58 \text{ V}$$

Cálculo de V_{DD} :

Recorriendo la malla de drenaje :

$$V_{DD} = V_{DS} + I_D \left(R_D + R\right)$$

Por ejemplo $R_D = 1{,}5 \text{ K}\Omega$

Para evaluar V_{DS} calculamos :

$$\left|V_{P_M}\right| - \left|V_{GS_M}\right| = 8 \text{ V} - 4{,}672 \text{ V} = 3{,}33 \text{ V}$$

$$\left|V_{P_m}\right| - \left|V_{GS_m}\right| = 0{,}5 \text{ V} - 0{,}17 \text{ V} = 0{,}33 \text{ V}$$

V_{DS} debe superar 3,33 V . Por ejemplo se toma V_{DS} = 4 V

$$V_{DD} = 4\ V + 1\ mA\ (1{,}5\ K\Omega + 18\ K\Omega) = 23{,}5\ V$$

Se adopta 24 V.
Notemos la fuerte incidencia de I_D . R = 1 mA . 18 KΩ = 18 V en el dimensionamiento de la fuente de alimentación V_{DD} .
Usualmente se admite mayor $\Delta I_D / I_{DQ}$ pues el valor especificado es exigente para un amplificador de bajo nivel.

3.7.1. DEPENDENCIA CON LA TEMPERATURA :

En las FIGURAS 3.22.(a). y 3.22.(b)., se dan las variaciones de g_m y r_d en función de la temperatura :

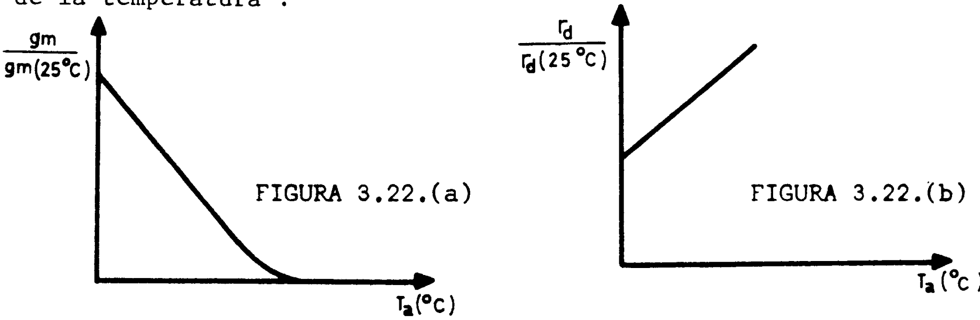


FIGURA 3.22.(a) FIGURA 3.22.(b)

Las magnitudes en estos gráficos pueden representarse en forma relativa o absoluta.
La corriente I_D varía en la misma forma que g_m .
La razón principal por la cual I_D disminuye con el aumento de la temperatura es porque disminuye la movilidad de los portadores en el canal, con el aumento de ésta.
Como en el transistor unipolar la corriente de portadores mayoritarios disminuye con la temperatura, el fenómeno de Corrida Térmica no se presenta en éstos.

3.7.2. INFLUENCIA DE LA TEMPERATURA SOBRE I_D (VACIAMIENTO) :

La FIGURA 3.23. muestra la dependencia de las características de transferencia con la temperatura.

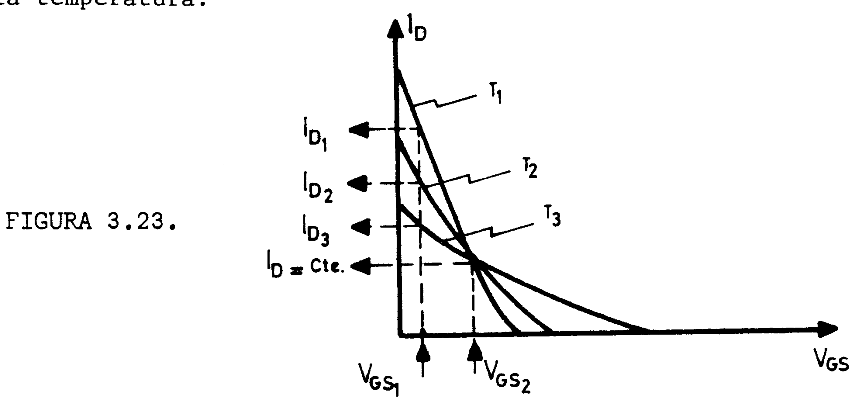


FIGURA 3.23.

Observamos que para V_{GS_1} , cuando

$$T = T_1 \text{ --------- } I_D = I_{D_1}$$
$$T = T_2 \text{ --------- } I_D = I_{D_2}$$
$$T = T_3 \text{ --------- } I_D = I_{D_3}$$

En cambio cuando $V_{GS} = V_{GS_2}$ para cualquiera de las tres temperaturas indicadas es

$$I_D = cte$$

O sea que se puede polarizar el transistor unipolar en el modo de vaciamiento, de manera que I_D no varíe con la temperatura.

Se ha comprobado que :

$$\frac{\Delta I_D}{\Delta T} \% = -\,0{,}7\; I_D \; \% \qquad \{3.32.\}(a)$$

$$\frac{\Delta V_{GS}}{\Delta T} \% = -\,2{,}2 \; \frac{mV}{°C} \qquad \{3.32.\}(b)$$

Dado que un ΔV_{GS} provoca un $\Delta I_D = g_m \cdot \Delta V_{GS}$, y

$$\frac{\Delta I_D}{\Delta T} = g_m \frac{\Delta V_{GS}}{\Delta T} \qquad \{3.33.\}$$

Reemplazando en la {3.33.} las {3.32.} (a) y (b)

$$0{,}007 \; |I_D| = 0{,}0022 \cdot g_m \qquad \{3.34.\}$$

Operando :

$$\frac{|I_D|}{g_m} = 0{,}314$$

Sabemos que :

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \quad \text{, y que :}$$

$$g_m = g_{m_o} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \quad \text{, a su vez :}$$

$$g_{m_o} = -\,2 \; \frac{I_{DSS}}{V_P} \qquad \text{sustituyendo en la \{3.34.\}:}$$

$$0{,}007 \cdot \cancel{I_{DSS}} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^{\cancel{2}} = (0{,}0022)\,(-\,2) \; \frac{\cancel{I_{DSS}}}{V_P} \; \cancel{\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)}$$

$$0{,}007 \; \frac{V_P - V_{GS}}{\cancel{V_P}} = -\,0{,}0044 \; \frac{1}{\cancel{V_P}}$$

Resulta :

$$|V_P|-|V_{GS}| = \frac{0,0044}{0,007} \simeq 0,63 \text{ V}$$

$$|V_P|-|V_{GS}| \simeq 0,63 \text{ V} \qquad \{3.35.\}$$

Expresión que nos permite calcular V_{GS} (suponiendo conocido V_P) para el cual I_D = cte. Ver ecuación {3.35.}. La constancia será tanto mayor cuanto más se ae cerque la variación de I_D y V_{GS} en función de T en nuestro transistor respecto de los valores estadísticos con los cuales se partió {3.32.} y {3.33.}.

En forma simple podemos calcular I_D y g_m para estas condiciones :

$$I_D = I_{DSS}\left(\frac{0,63}{V_P}\right)^2 \qquad \{3.36.\}$$

$$g_m = g_{m_o} \frac{0,63}{|V_P|} \qquad \{3.37.\}$$

A partir de los cuales y con las especificaciones del proyecto podemos polarizar una etapa, obteniendo una desviación mínima en función de la temperatura. Los parámetros g_{mo} , V_P e I_{DSS} que se introducen anteriormente deben ser los correspondientes a 25 °C.
La autocompensación se materializa prácticamente si se conoce I_{DSS} y V_P del transistor a compensar, no usando los datos del manual.

Ejemplo ;

Se desea polarizar la etapa de la FIGURA 3.12. para $I_D \simeq$ cte. Suponer R_D = 10 KΩ , R_L = 100 KΩ

Determinar:

$$I_D \; , V_{GS} \; , R_S \; , A_V \; , R_G$$

Teníamos:

$$I_{DSS}\Big|_{25\,°C} = 1,60 \text{ mA} \quad \therefore \quad I_D = 1,60\left(\frac{0,63}{2}\right)^2 \simeq 0,16 \text{ mA}$$

$$V_{GS} = V_P\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right) = -2\left(1 - \frac{0,16}{1,6}\right) = -1,37 \text{ V}$$

$$R = -\frac{V_{GS}}{I_D} = \frac{1,37}{0,165} = 8,3 \text{ K}\Omega$$

Se pone un potenciómetro de ajuste de 15 KΩ

$$g_m = g_{m_o}\frac{0,63}{|V_P|} = 1,60 \; \frac{0,63}{2} = 0,50 \text{ m℧}$$

$$A_V = -g_m \cdot R_d = -0,50 \text{ m℧} \cdot 9,1 \text{ K}\Omega = -4,55$$

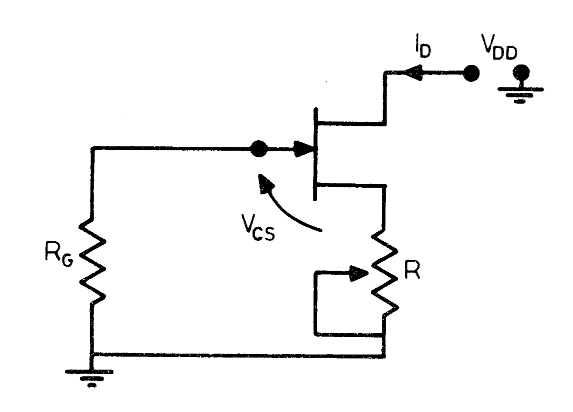
Componiendo resultados :



	$I_D = f_{(T)}$	I_D = cte
g_m (m℧)	1,13	0,50
A_V	10	4,55

Observamos que g_m y A_V se redujeron en el orden de un 50 % a expensas de tener I_D = cte.

Pensemos en que lograr I_D = cte es un criterio de polarización en el proyecto de un amplificador unipolar.
Si el requisito de I_D = cte es muy riguroso, podemos lograrlo con un ajuste final en laboratorio, modificando exteriormente la temperatura del transistor y midiendo I_D , haciendo R variable hasta lograr la compensación.



CAPITULO 4

SUB CIRCUITOS

4.1. INTRODUCCION :

Uno de los subcircuitos más importantes es el constituído por el AD. Sea el gráfico de la FIGURA 4.1., en el cual se tiene una reproducción esquemática de un amplificador diferencial (AD).

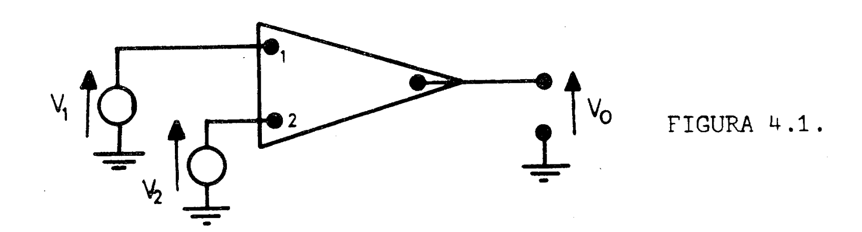


FIGURA 4.1.

Se define la tensión de entrada de modo diferencial del AD como :

$$V_d = V_2 - V_1 \qquad \{4.1.\}$$

Se define la tensión de entrada de modo común del AD como :

$$V_C = \frac{V_1 + V_2}{2} \qquad \{4.2.\}$$

El AD presenta dos ganancias distintas que están vinculadas con las señales {4.1.} ó {4.2.}.

Presenta una"ganancia de tensión diferencial" A_{V_d} cuando amplifica la tensión de entrada de modo diferencial V_d y presenta una "ganancia de tensión común" A_{V_C} cuando amplifica la tensión de entrada de modo común V_C .

La tensión de salida V_O se obtiene como la superposición de dos tensiones de salida, una diferencial V_{Od} y otra común V_{OC} .

Es decir :

$$V_O = V_{O_d} + V_{O_C} \qquad \{4.3.\}$$

Por otra parte :

$$V_{O_d} = A_{V_d} \cdot V_d \qquad \{4.4.\}$$

$$V_{O_C} = A_{V_C} \cdot V_C \qquad \{4.5.\}$$

Si $V_2 > V_1$ se supone que V_O está en contrafase con $V_d = V_2 - V_1$ y por lo tanto que A_{V_d} tiene un valor numérico negativo.

$$V_O = A_{V_d} \cdot V_d + A_{V_c} \cdot V_C \qquad \{4.6.\}$$

Se busca que la señal de salida V_O sea proporcional a la señal diferencial V_d .
Por lo tanto se busca minimizar el término $A_{V_d} \cdot V_C$.
Para ello se hace $A_{V_d} >> A_{V_C}$.
Se define a :

$$\rho = \frac{A_{V_d}}{A_{V_C}} \qquad \{4.7.\}$$

como la relación de rechazo de modo común (CMRR)

Es decir que conviene que ρ sea grande para obtener $A_{V_d} >> A_{V_C}$

De {4.7.} se obtiene :

$$A_{V_C} = \frac{A_{V_d}}{\rho} \qquad \{4.8.\}$$

Reemplazando en {4.6.} se tiene :

$$V_O = A_{V_d} \cdot V_d + A_{V_d} \frac{V_C}{\rho}$$

$$V_O = A_{V_d} \left(V_d + \frac{V_C}{\rho} \right) \qquad \{4.9.\}$$

Ejemplos;

a) $V_2 = 80$ mV $\quad V_1 = 20$ mV $\quad A_{V_d} = -10 \quad \rho = 20$ dB

$V_d = V_2 - V_1 = 80 - 20 = 60$ mV $\quad \rho = 10$ veces

$$V_C = \frac{V_1 + V_2}{2} = \frac{20 + 80}{2} = \frac{100}{2} = 50 \text{ mV}$$

$$V_O = -10 \left(60 \text{ mV} + \frac{50 \text{ mV}}{10} \right) = -10 \,(65 \text{ mV}) = -650 \text{ mV}$$

Nuestro objetivo era obtener una $V_0 = V_{0_d} = -10 \;.\; 60\text{ mV} = -600\text{ mV}$

Hay un error de 50 mV.

b) Subamos el valor de ρ. Hagamos $\rho = 100\text{ dB}$

Entonces $\rho = 100.000$ veces .

$$V_0 = -10\left(60\text{ mV} + \frac{50\text{ mV}}{100000}\right) = -10\,(60{,}0005\text{ mV}) = -600{,}005\text{ mV}$$

Prácticamente no hay error.

c) $V_2 = 80\text{ mV}$ $\quad V_1 = 0$ $\quad A_{V_d} = -10$ $\quad \rho = 40\text{ dB}$

$V_d = V_2 - V_1 = 80\text{ mV}$ $\quad \rho = 100$ veces

$$V_c = \frac{0 + 80}{2} = 40\text{ mV}$$

$$V_0 = -10\left(80\text{ mV} + \frac{40\text{ mV}}{100}\right) = -10\,(80\text{ mV} + 0{,}4\text{ mV}) = -804\text{ mV}$$

En lugar de -800 mV .

d) $V_2 = 0$ $\quad V_1 = 80\text{ mV}$ $\quad A_{V_d} = -10$ $\quad \rho = 60\text{ dB}$

$V_d = V_2 - V_1 = 0 - 80\text{ mV} = -80\text{ mV}$ $\quad \rho = 1000$ veces

$$V_c = \frac{0 + 80}{2} = 40\text{ mV}$$

$$V_0 = -10\left(-80\text{ mV} + \frac{40\text{ mV}}{1000}\right) = -10\,(-80\text{ mV} + 0{,}04\text{ mV}) = 799{,}6\text{ mV}$$

En lugar de 800 mV .

e) $V_2 = 60\text{ mV}$ $\quad V_1 = -20\text{ mV}$ $\quad A_{V_d} = -10$ $\quad \rho = 80\text{ dB}$

$V_d = V_2 - V_1 = (60 - (-20))\text{ mV} = 80\text{ mV}$ $\quad \rho = 10000$ veces

$$V_c = \frac{V_1 + V_2}{2} = \frac{-20 + 60}{2} = 20\text{ mV}$$

$$V_0 = -10\left(80\text{ mV} + \frac{20\text{ mV}}{10000}\right) = -10\,(80 + 0{,}002) = -800{,}02\text{ mV}$$

f) $V_2 = 50\text{ mV}$ $\quad V_1 = -50\text{ mV}$ $\quad A_{V_d} = -10$ $\quad \rho = 80\text{ dB}$



$$V_d = V_2 - V_1 = 100 \text{ mV} \qquad V_C = \frac{50 - 50}{2} = 0$$

$$V_O = - A_{V_d} \cdot V_d = - 1 \text{ V}$$

g)

$V_2 = 50$ mV $\qquad V_1 = 50$ mV $\qquad A_{V_d} = -10 \qquad \rho = 80$ dB

$V_d = 0 \qquad V_C = \frac{50 + 50}{2} = 50$ mV $\qquad \rho = 10000$ veces

$$V_O = - 10 \left(0 + \frac{50 \text{ mV}}{10000} \right) = - 10 \; (0{,}005) = - 0{,}05 \text{ mV}$$

Que es el error ya que V_O debería dar 0 V .

4.1.1. EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL :

El circuito básico se observa en la FIGURA 4.2.

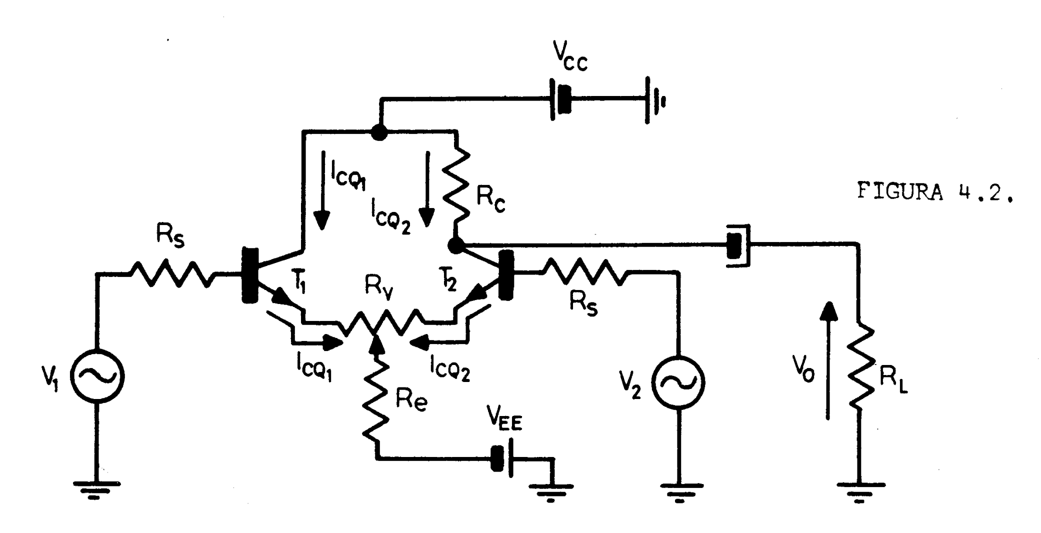


FIGURA 4.2.

Como se ha visto se busca que la tensión de salida V_O sea proporcional a la diferencia entre las dos señales de entrada.

Si llamamos $\qquad V_d = V_2 - V_1 \qquad$ {4.1.}

Se busca que :

$$V_O = K \cdot V_d$$

En el caso de usar tecnología integrada T_1 y T_2 son cuasi iguales.
En el caso de usar tecnología discreta se usan T_1 y T_2 apareados.

Las corrientes de colector de contínua de T_1 y T_2 dependen de la malla de entrada. Como ambas mallas de entrada son iguales en principio :

$$I_{CQ_1} = I_{CQ_2}$$

Cualquier diferencia entre los transistores T_1 y T_2 debido a distinto h_{FE} y distinto V_{BE} se compensa mediante el ajuste del control de balance R_V. El ajuste de R_V permite efectivamente hacer

$I_{CQ_1} = I_{CQ_2}$ aunque los transistores T_1 y T_2 no sean exactamente iguales.

4.1.2. DETERMINACION DE Q_1 y Q_2 :

Se puede hacer la malla de polarización de la FIGURA 4.3.

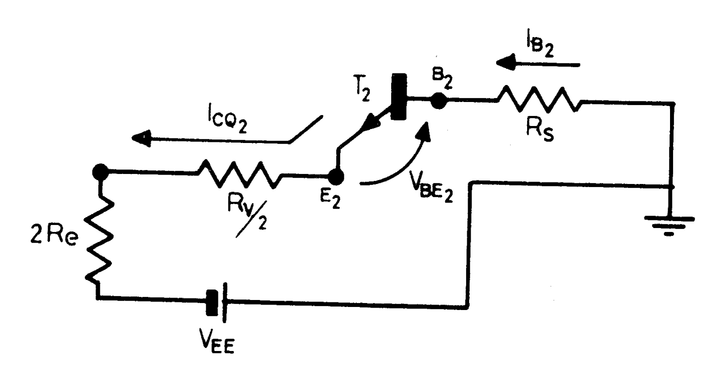


FIGURA 4.3.

$$V_{EE} = I_{B_2} \cdot R_S + V_{BE_2} + I_{CQ_2} \left(2\, R_e + \frac{R_V}{2} \right)$$

$$I_{CQ_2} = \frac{V_{EE} - V_{BE_2}}{2\, R_e + \dfrac{R_V}{2} + \dfrac{R_S}{h_{FE_T}}} \qquad \{4.10\}$$

Se tomó una resistencia $2\,R_e$ en la FIGURA 4.3., ya que por R_e circula :

$(I_{CQ_1} + I_{CQ_2})$. Como en la FIGURA 4.3., sólo se hace circular una corriente I_{CQ_2} se duplicó la resistencia R_e para mantener constante la caída V_{R_e}.

Para el transistor T_1 se puede establecer una malla de entrada similar, lo que nos llevaría a una

$$I_{CQ_1} = I_{CQ_2} = I_{CQ}$$

Para determinar la V_{CEQ_2} procedemos a hallar primero la $V_{C_{2_T}}$, luego la $V_{E_{2_T}}$ y finalmente hacemos :

$$V_{CEQ_2} = V_{C_{2_T}} - V_{E_{2_T}}$$

De la FIGURA 4.4., surge que :

$$V_{C_{2_T}} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_C \qquad \{4.11.\}$$



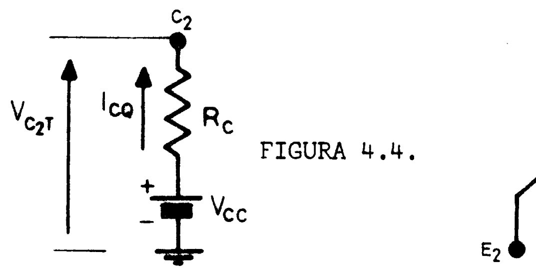


FIGURA 4.4.

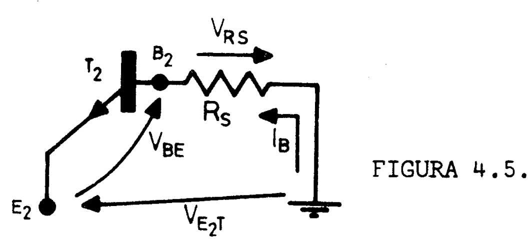


FIGURA 4.5.

De la FIGURA 4.5., surge :

$$V_{E2_T} = - V_{BE} - I_B \cdot R_S \qquad \{4.12.\}$$

$$V_{CEQ_2} = V_{C2_T} - V_{E2_T} \qquad \{4.13.\}$$

Para el transistor T_1 :

$$V_{C1_T} = V_{CC} \qquad \{4.14.\}$$

$$V_{E1_T} = - V_{BE} - I_B \cdot R_S \qquad \{4.15.\}$$

$$V_{CEQ_1} = V_{C1_T} - V_{E1_T} \qquad \{4.16.\}$$

4.1.3. ANALISIS CON SEÑALES DEBILES :

Hacemos el circuito dinámico correspondiente al circuito de la FIGURA 4.2. Se tiene la FIGURA 4.6.

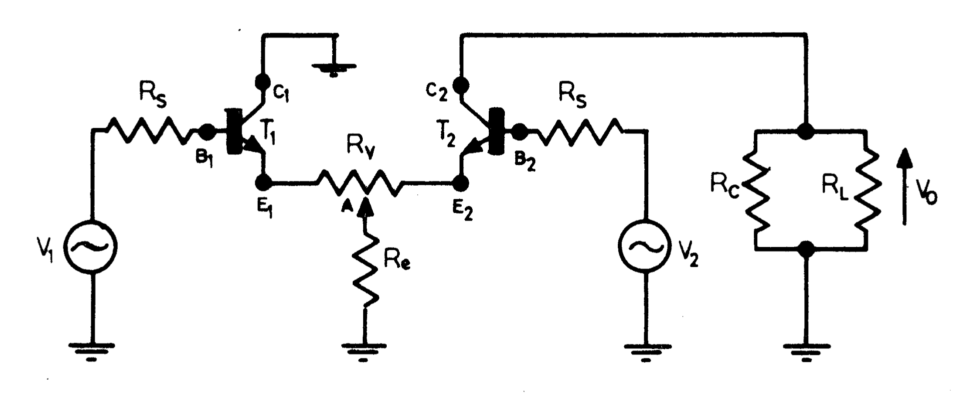


FIGURA 4.6.

Llamamos

$$R_d = R_C \;||\; R_L$$

Hacemos un nuevo circuito reemplazando los transistores T_1 y T_2 por sus modelos equivalentes para baja señal, resultando la FIGURA 4.7.(a).

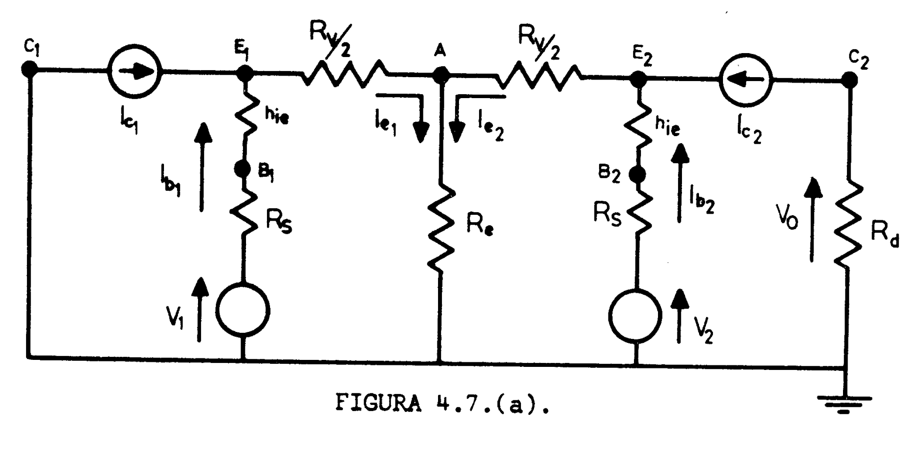


FIGURA 4.7.(a).

$I_{c_1} = h_{fe} \cdot I_{b_1}$ $\qquad I_{c_2} = h_{fe} \cdot I_{b_2}$

Se suponen transistores prácticamente iguales; que tienen el mismo h_{fe} y h_{ie} .
Se subdivide el generador I_{c_2} en dos generadores. FIGURA 4.7.(b).

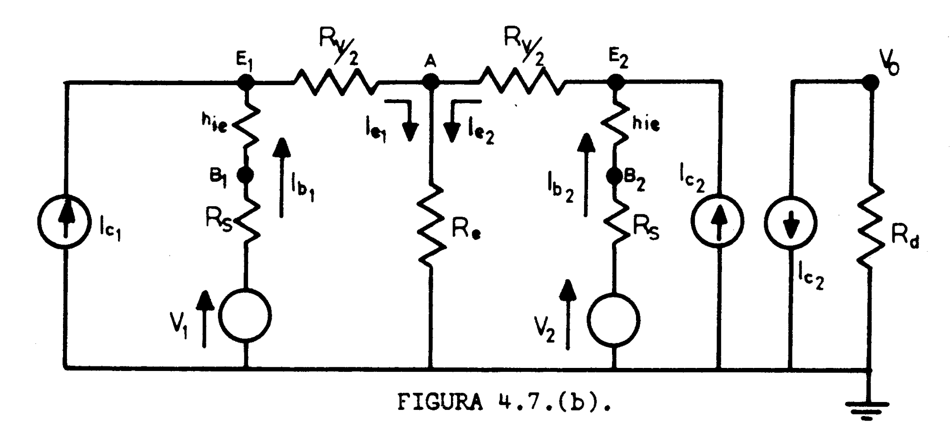


FIGURA 4.7.(b).

Se hace un nuevo circuito partiendo del anterior, en el cual todas las corrientes tengan el nivel de I_e . FIGURA 4.8.

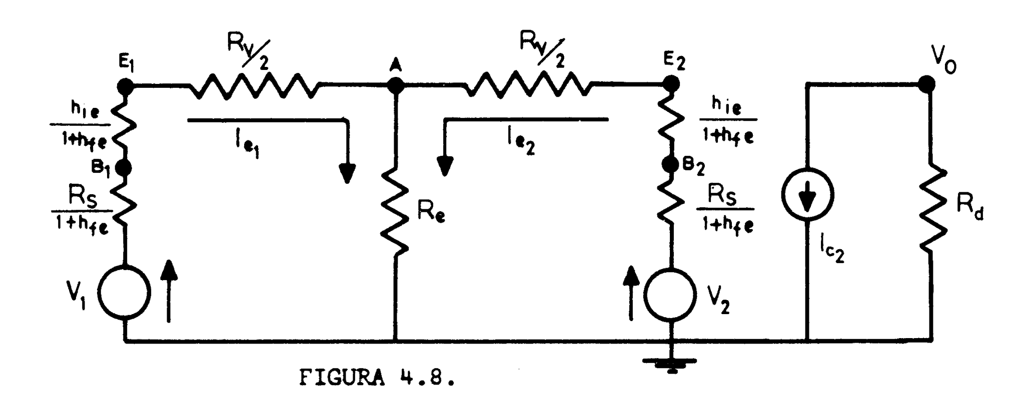


FIGURA 4.8.

Del circuito de la FIGURA 4.7.(b). se obtiene :

$$V_0 = - R_d \cdot I_{c_2} \qquad \{4.17.\}$$



Podemos expresar V_1 y V_2 en función de V_d y V_C . La FIGURA 4.9., sirve de ayuda :

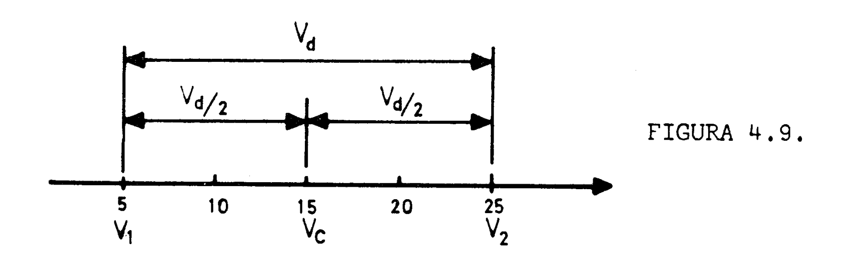


FIGURA 4.9.

Sea $V_1 = 5$ mV y $V_2 = 25$ mV Entonces :

$$V_d = V_2 - V_1 = 25 - 5 = 20 \text{ mV}$$ y

$$V_C = \frac{V_1 + V_2}{2} = \frac{5 + 25}{2} = 15 \text{ mV}$$

Las tensiones de entrada V_1 y V_2 se representan en función de V_d y V_C .

$$V_2 = V_C + \frac{V_d}{2}$$
$$V_1 = V_C - \frac{V_d}{2} \qquad \{4.18.\}$$

Entonces, el circuito equivalente de la FIGURA 4.8. se convierte en el de la FIGURA 4.10.

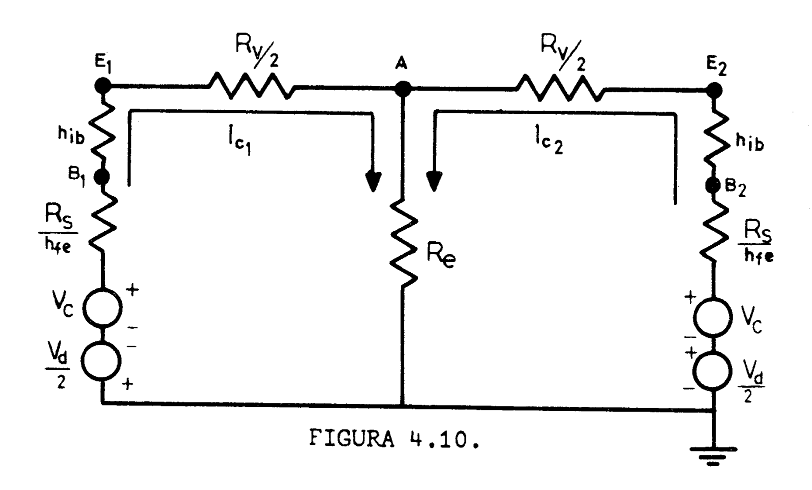


FIGURA 4.10.

Se ha hecho :

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$$ y se ha introducido I_c en lugar de I_e

Se resuelve el circuito aplicando el principio de superposición.
Se calcula primero con las fuentes V_C ($V_d = 0$) y luego con las fuentes $\frac{V_d}{2}$ ($V_C = 0$) .
Luego se superponen los resultados.



En la FIGURA 4.11., se ha anulado la tensión de entrada de modo diferencial ($V_d = 0$)

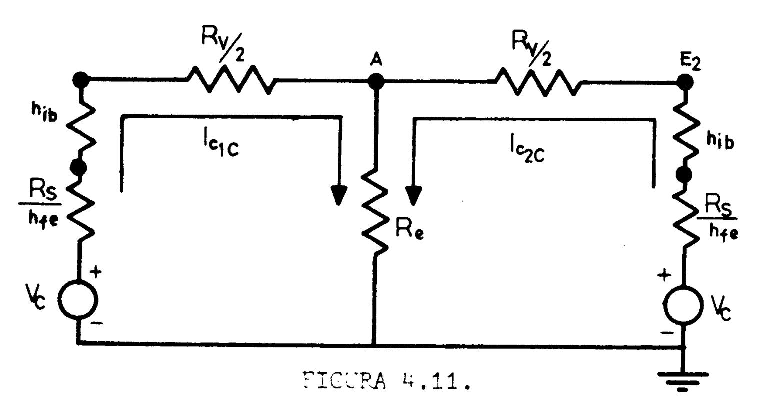


FIGURA 4.11.

Como : $I_{c_{2C}} = I_{c_{1C}}$ se puede pasar al circuito de la FIGURA 4.12.

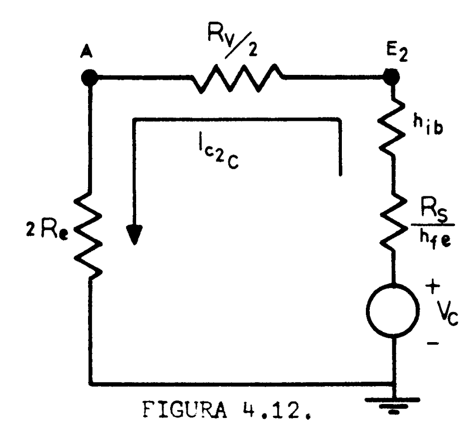


FIGURA 4.12.

En la FIGURA 4.11., la caída en R_e es :

$$V_e = R_e \ (2 \ I_{c_{2C}})$$

La misma caída se mantiene en el circuito de la FIGURA 4.12.

$$V_e = 2 \ R_e \ . \ I_{c_{2C}}$$

$$I_{c_{2C}} = \frac{V_C}{2 \ R_e + \frac{R_V}{2} + h_{ib} + \frac{R_S}{h_{fe}}}$$

Los amplificadores diferenciales se proyectan haciendo

$$R_e \gg \left(\frac{R_V}{2} + h_{ib} + \frac{R_S}{h_{fe}} \right) .$$ Luego se justificará .

Por lo tanto :

$$I_{c_{2_C}} = \frac{V_C}{2\ R_e} \qquad \{4.19\}$$

En la FIGURA 4.13., se tiene el circuito que se obtiene a partir de la FIGURA 4.10. anulando la tensión de entrada de modo común ($V_C = 0$)

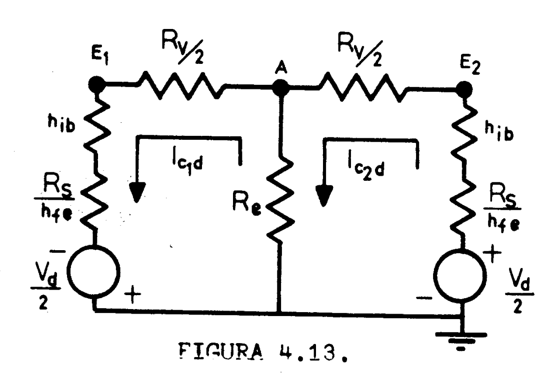


FIGURA 4.13.

Como $I_{c_{1_d}} = I_{c_{2_d}}$ y ambas se oponen sobre R_e no se tiene caída de tensión sobre la resistencia R_e . Podemos hacer un circuito equivalente diferencial. FIGURA 4.14.

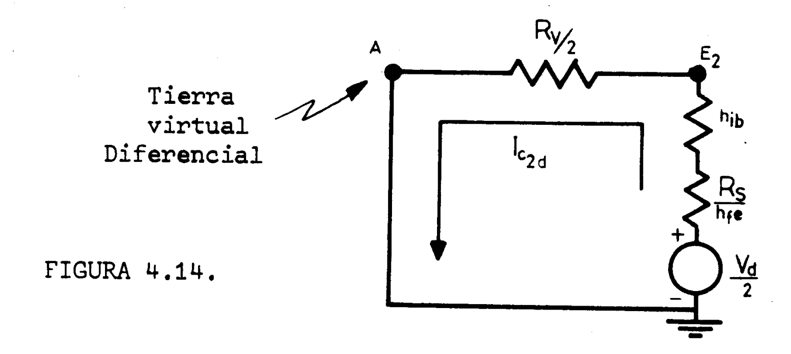


FIGURA 4.14.

El punto A en realidad no está conectado a tierra {entre A y tierra se tiene a R_e}. Pero el punto A está al potencial de tierra : se dice que se tiene una tierra virtual diferencial.

$$I_{c_{2_d}} = \frac{V_d}{2\left(\frac{R_V}{2} + h_{ib} + \frac{R_S}{h_{fe}}\right)} \qquad \{4.20.\}$$

Cálculo de la corriente total de colector.

$$I_{c_2} = I_{c_{2_d}} + I_{c_{2_C}}$$

$$I_{c_2} = \frac{V_d}{2\left(\frac{R_V}{2} + h_{ib} + \frac{R_S}{h_{fe}}\right)} + \frac{V_C}{2\ R_e} \qquad \{4.21.\}$$



De la ecuación {4.17.} :

$$V_0 = - I_{c_2} \cdot R_d$$ se obtiene :

$$V_0 = \frac{- R_d \cdot V_d}{2\left(\frac{R_V}{2} + h_{ib} + \frac{R_S}{h_{fe}}\right)} + \frac{- R_d \cdot V_c}{2\,R_e} \qquad \{4.22.\}$$

El primer término del segundo miembro representa la tensión de salida diferencial, y el segundo término del segundo miembro representa la tensión de salida de modo común.

$$V_0 = V_{0_d} + V_{0_c} \qquad \{4.23.\}$$

Por lo tanto :

$$V_{0_d} = \frac{- R_d \cdot V_d}{2\left(\frac{R_V}{2} + h_{ib} + \frac{R_S}{h_{fe}}\right)} \quad y \quad V_{0_c} = \frac{- R_d \cdot V_c}{2\,R_e} \qquad \{4.24.\}$$

De las fórmulas {4.24.} se pueden obtener las ganancias de modo común y de modo diferencial.

$$A_{V_d} = \frac{V_{0_d}}{V_d} = \frac{- R_d}{2\left(\frac{R_V}{2} + h_{ib} + \frac{R_S}{h_{fe}}\right)} \qquad \{4.25.\}$$

$$A_{V_c} = \frac{V_{0_c}}{V_c} = \frac{- R_d}{2\,R_e} \qquad \{4.26.\}$$

Reemplazando en la ecuación {4.22.} se tiene :

$$V_0 = A_{V_d} \cdot V_d + A_{V_c} \cdot V_c \qquad \{4.27.\}$$

$$V_0 = A_{V_d} \cdot V_d \left(1 + \frac{A_{V_c} \cdot V_c}{A_{V_d} \cdot V_d} \right)$$

$$V_0 = A_{V_d} \cdot V_d \left(1 + \frac{V_c / V_d}{A_{V_d} / A_{V_c}} \right) \qquad \{4.28.\}$$

Hacemos :

$$\rho = \frac{A_{V_d}}{A_{V_c}} \qquad \{4.29.\}$$ y reemplazando en{4.28.}

$$V_0 = A_{V_d} \cdot V_d \left(1 + \frac{V_c / V_d}{\rho} \right) \qquad \{4.30.\}$$

Si ρ es muy grande se observa que el amplificador real se aproxima al amplificador diferencial ideal.
Si $\rho \to \infty$ $V_O \simeq Av_d \cdot V_d$ (Amplificador diferencial ideal).

ρ es la relación de rechazo de modo común, ya mencionada.
Reemplazando en la ecuación {4.29.} las ecuaciones {4.25.} y {4.26.} :

$$\rho = \frac{R_e}{\frac{R_V}{2} + h_{ib} + \frac{R_S}{h_{fe}}} \qquad \{4.31.\}$$

En la FIGURA 4.10. teníamos el circuito diferencial con nivel de corriente I_c .
Se hace ahora un circuito con nivel de corriente I_b .

En la FIGURA 4.15. se tiene el circuito de entrada del amplificador diferencial.

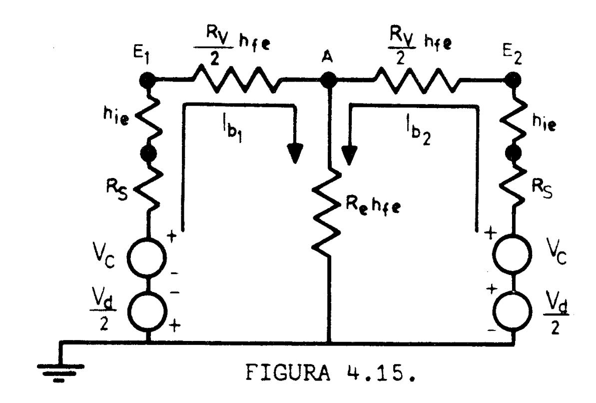


FIGURA 4.15.

Se va a analizar la resistencia de entrada diferencial y la resistencia de entrada de modo común.
Se aplica el principio de superposición.

Se hace $V_C = 0$. Se tiene la FIGURA 4.16.(a).

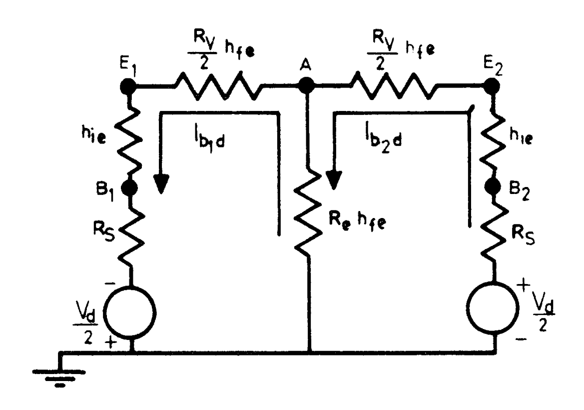


FIGURA 4.16.(a).

Se puede pasar a la FIGURA 4.16.(b). teniendo en cuenta que no hay caída por R_e y haciendo :

$$I_{b_{1d}} = I_{b_{2d}} = I_{b_d}$$

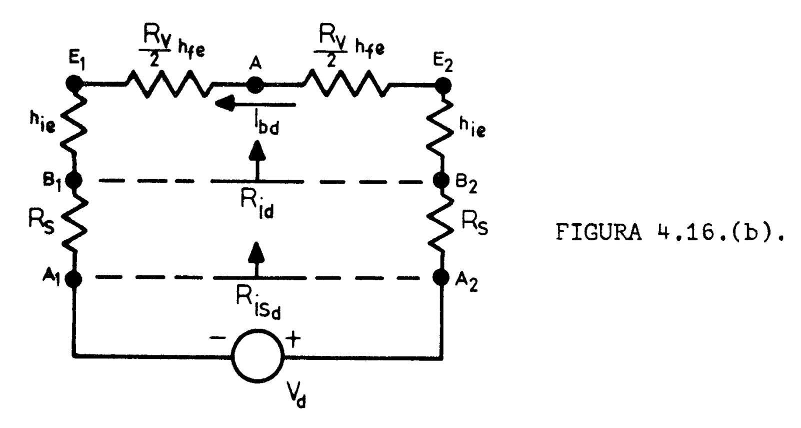


FIGURA 4.16.(b).

Desde las bases vemos la resistencia de entrada de modo diferencial R_{id} .

Desde los puntos A_1 A_2 vemos la resistencia de entrada del sistema de modo diferencial R_{iS_d} .

Si no existe control de balance (R_V = 0) se tiene :

$$R_{id} = 2\, h_{ie}$$

Si existe :

$$R_{id} = 2\, h_{ie} + 2\, h_{fe} \frac{R_V}{2} \qquad \{4.32.\}$$

$$R_{iS_d} = 2\, R_S + R_{id} \qquad \{4.33.\}$$

Desde el punto de vista diferencial los dos transistores se comportan como una configuración de EC ya que E_1 y E_2 constituyen tierras virtuales.

En la FIGURA 4.17.(a) se muestra para V_d = 0 el circuito de entrada de modo común.

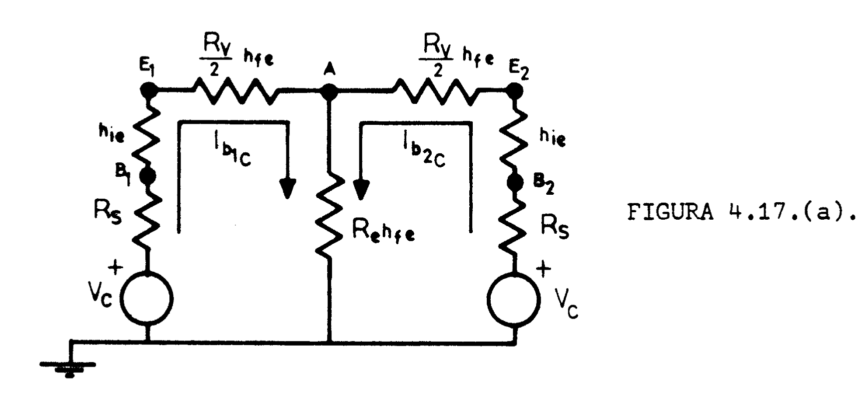


FIGURA 4.17.(a).

De la FIGURA 4.17.(a).:

$$V_C = I_{bC} \left(R_S + h_{ie} + h_{fe} \frac{R_V}{2} + 2\, R_e \cdot h_{fe} \right) \qquad \{4.34.\}$$

Como :

$$2\, R_e \cdot h_{fe} \gg \left(h_{ie} + h_{fe} \frac{R_V}{2} \right) \quad \text{resulta :}$$

$$V_C = I_{bC} \left(R_S + 2\, R_e \cdot h_{fe} \right) \qquad \{4.35.\}$$

Circuitalmente, la aproximación hecha, nos lleva a la FIGURA 4.17.(b).

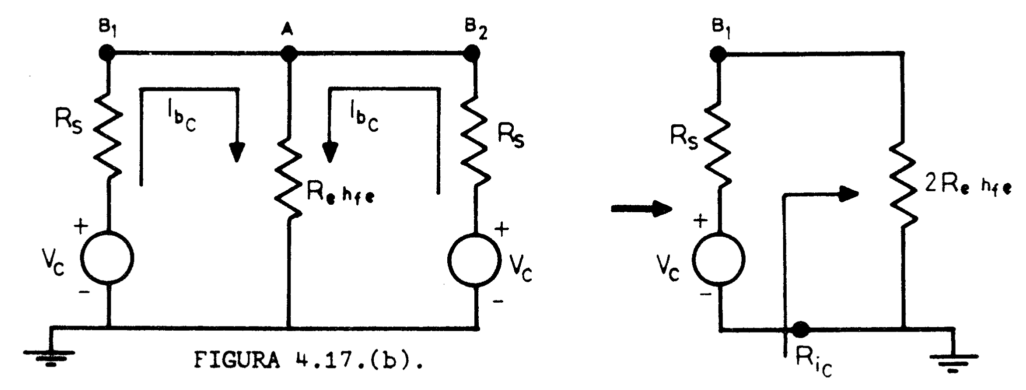


FIGURA 4.17.(b).

FIGURA 4.17.(c).

La resistencia de modo común es la que se tiene entre B_1 y tierra o entre B_2 y tierra.

$$R_{ic} = 2\ R_e \cdot h_{fe} \qquad \{4.36.\}$$

La del sistema es :

$$R_{is_C} = R_S + 2\ R_e \cdot h_{fe} \qquad \{4.37.\}$$

El circuito de entrada total puede representarse por un circuito π FIGURA 4.18.

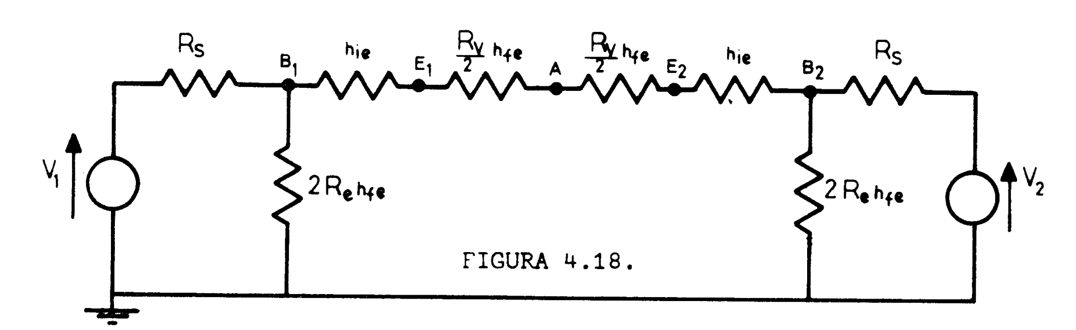


FIGURA 4.18.

Aplicando el principio de superposición para $V_d = 0$ se tiene que en lugar de V_1 y V_2 se coloca V_C y se considera en corto a h_{ie} y $h_{fe} \cdot R_V / 2$. Queda :

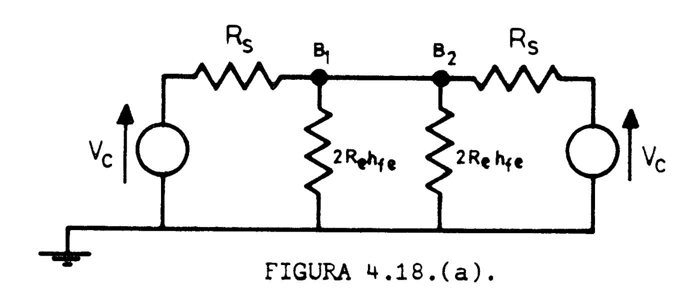


FIGURA 4.18.(a).

Se convierte en :

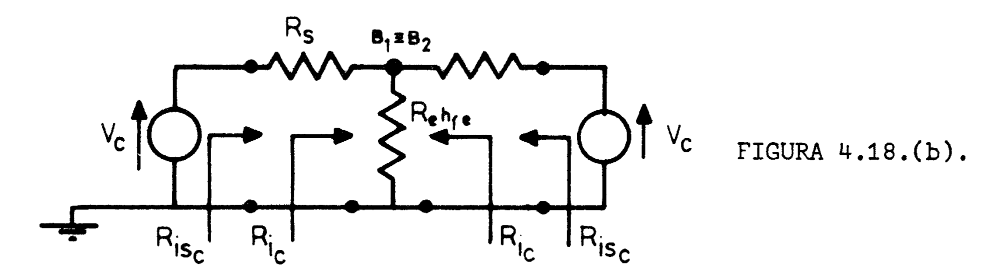


FIGURA 4.18.(b).

Para $V_C = 0$ se tiene la FIGURA 4.18.(c).:

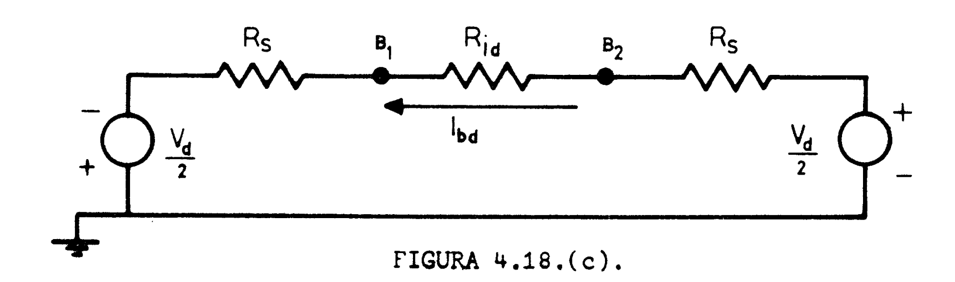


FIGURA 4.18.(c).

El circuito π se puede transformar en un T . FIGURA 4.18.(d).:

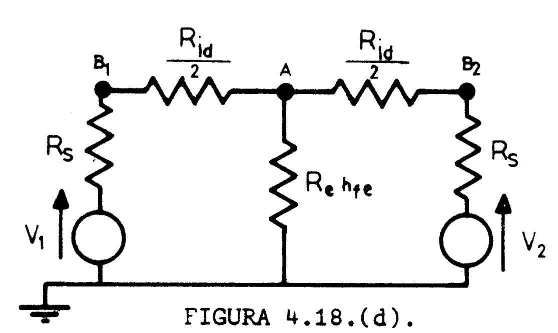


FIGURA 4.18.(d).

Para analizar la resistencia de modo común se desprecia $\frac{R_{id}}{2}$. Queda :

$$R_{i_C} = 2\, R_e \cdot h_{fe}$$

Para analizar el modo diferencial no hay caída sobre $R_e \cdot h_{fe}$. Por lo tanto:

$$R_{i_d} = \frac{R_{i_d}}{2} + \frac{R_{i_d}}{2} = R_{i_d} \quad \text{(Entre } B_1 \text{ y } B_2 \text{)}$$

Ejemplo :

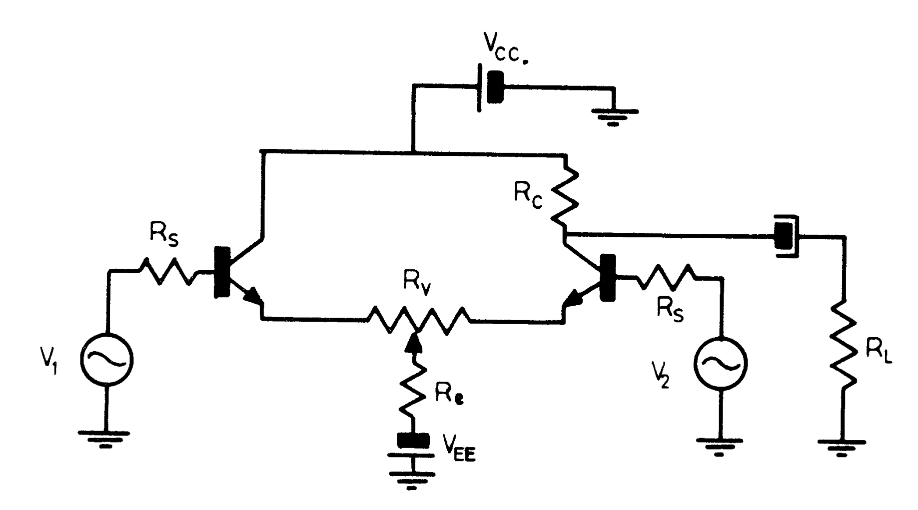
DATOS :

$V_{CC} = V_{EE} = 15$ V

$R_C = R_L = 12$ KΩ

$R_V = R_S = 100$ Ω

$R_e = 7{,}5$ KΩ BC 547 A



De la ecuación {4.10.}

$$I_{CQ_1} = I_{CQ_2} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{2\,R_e + \frac{R_V}{2} + \frac{R_S}{h_{FE_T}}} = \frac{15 - 0{,}7}{15000 + 50 + \frac{100}{180}} = 0{,}95 \text{ mA}$$

$$V_{C2_T} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_C = 15 - 0{,}95 \cdot 10^{-3} \cdot 12 \cdot 10^{3} = 3{,}6 \text{ V}$$

$$V_{E2_T} = - V_{BE} = - 0{,}7 \text{ V} \qquad V_{CEQ_2} = V_{C2_T} - V_{E2_T} = 4{,}3 \text{ V}$$

De la ecuación {4.31.}

$$\rho = \frac{R_e}{\frac{R_V}{2} + h_{ib} + \frac{R_S}{h_{fe}}} = \frac{7500}{22{,}7 + 50 + \frac{100}{220}} \simeq 100$$

$$\rho\,\{dB\} = 20 \log \rho = 20 \log 100 = 40 \text{ dB}$$

Con el punto Q del transistor dos se obtuvo :

$$h_{ie} = 5000\ \Omega \qquad y \qquad h_{fe} = 220$$

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}} = \frac{5000}{220} = 22{,}7\ \Omega$$

De la ecuación {4.25.}

$$A_{V_d} = \frac{-R_d}{2\left(h_{ib} + \frac{R_V}{2} + \frac{R_S}{h_{fe}}\right)} = \frac{-6000}{2 \cdot 73{,}15} = -41$$

De la ecuación {4.33.}

$$R_{iS_d} = 2\left(R_S + h_{ie} + \frac{R_V}{2} h_{fe} \right) = 2\,(100 + 5000 + 50 \,.\, 220) = 32200\ \Omega$$

$$\therefore \quad R_{id} = 32\ K\Omega$$

De la ecuación {4.36.}

$$R_{iC} = 2\,R_e \,.\, h_{fe} = 2 \,.\, 7500 \,.\, 220 = 3{,}3\ M\Omega$$

4.1.4. ANALISIS DE CASOS PARTICULARES :

Se supone $R_V = 0$ con lo cual :

$$A_{Vd} = \frac{-R_d}{2\left(h_{ib} + \dfrac{R_S}{h_{fe}} \right)} = \frac{V_0}{V_d} \qquad \{4.38.\}$$

$$\rho = \frac{R_e}{h_{ib} + \dfrac{R_S}{h_{fe}}} = \frac{A_{Vd}}{A_{VC}} \qquad \{4.39.\}$$

a) Se supone $V_1 = 0$. Ver FIGURA 4.19.(a).

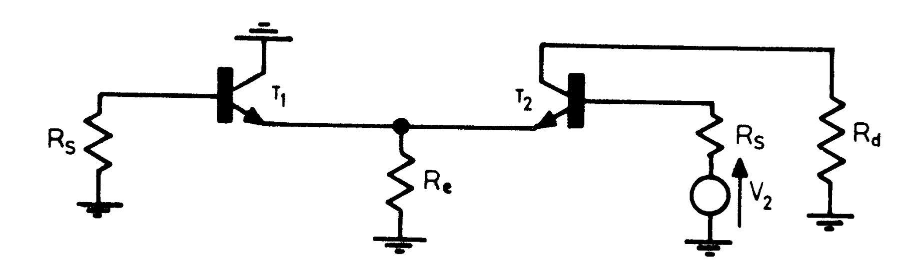


FIGURA 4.19.(a).

$$V_d = V_2 - V_1 = V_2 \qquad \therefore \qquad \frac{V_d}{2} = \frac{V_2}{2}$$

$$V_C = \frac{V_2 + V_1}{2} = \frac{V_2}{2}$$

Sea la FIGURA 4.19.(b)., en la cual se puso en corto los generadores de modo común.

De acuerdo con el principio de superposición se analiza la acción de la tensión de modo diferencial.



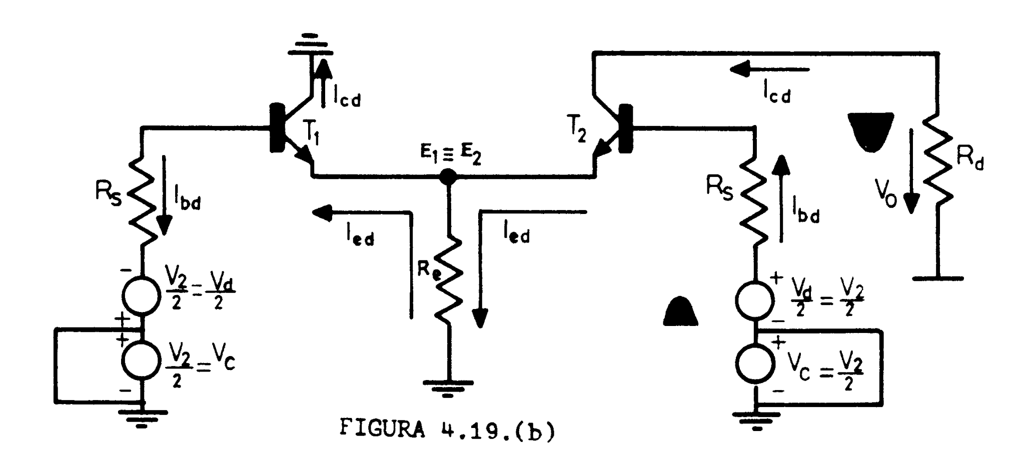


FIGURA 4.19.(b)

En la entrada se tiene I_{bd} entrante en T_2 y saliente en T_1. Se obtiene así I_{cd} entrante en T_2 y saliente en T_1. Luego se puede ver en la FIGURA 4.19.(b) como ambas corrientes I_{ed} circulan en forma opuesta sobre R_e convirtiendo a los emisores E_1 y E_2 en tierras virtuales desde el punto de vista diferencial.

Como se ve en la FIGURA se tiene que la tensión de salida V_0 está defasada respecto de V_d / 2 y por lo tanto también de V_2 .

b) Se supone $V_2 = 0$. Ver FIGURA 4.20.(a).

$$V_d = V_2 - V_1 = - V_1 \quad \therefore$$

$$\frac{V_d}{2} = - \frac{V_1}{2}$$

$$V_C = \frac{V_2 + V_1}{2} = \frac{V_1}{2}$$

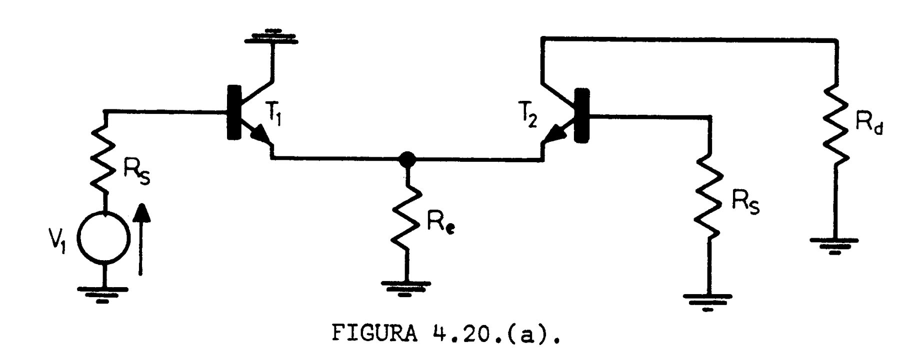


FIGURA 4.20.(a).

Sea la FIGURA 4.20.(b), en la cual se puso en corto los generadores de modo común.



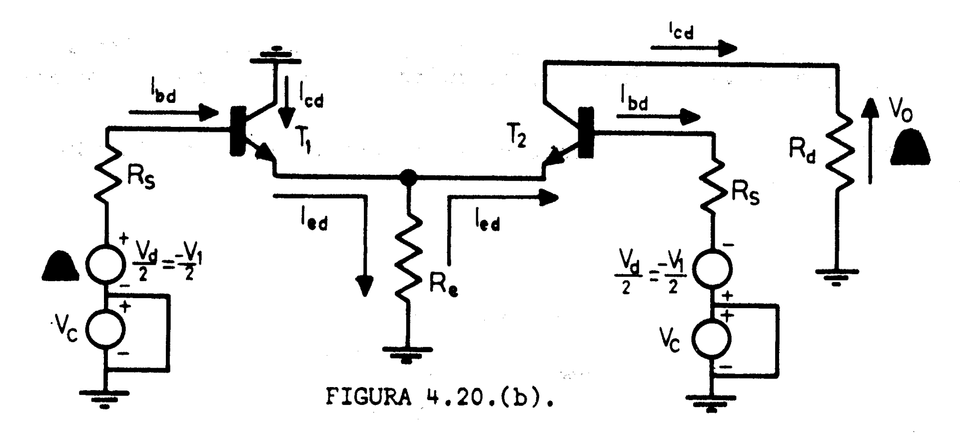


FIGURA 4.20.(b).

En la FIGURA 4.20.(b) se muestran cambiados los sentidos de los generadores de entrada de modo común respecto de los generadores similares de la FIGURA 4.19.(b) Ello ocurre al ser:

$$\frac{V_d}{2} = - \frac{V_1}{2}$$, lo cual indica un cambio de signo del generador diferencial.

De la FIGURA 4.20.(b) se infiere, observando los sentidos de las diversas corrientes dinámicas, que V_0 y la señal V_1 están en fase.

Es decir que cuando se inyecta señal en la base de T2 estando R_d conectada a su colector se produce una inversión de la fase de salida respecto de la entrada(Entrada Inversora).

Por otra parte cuando se inyecta señal en la base de T_1 con R_d conectada a T_2 la señal de salida V_0 está en fase con la de entrada V_1 (Entrada No Inversora).

Resumiendo :

$V_1 = 0$ $\quad V_2 \neq 0 \quad \rightarrow$ se invierte la fase

$V_2 = 0$ $\quad V_1 \neq 0 \quad \rightarrow$ no se invierte la fase

En forma más general se tiene para la FIGURA 4.20.:

$V_{0d} = A_{V_d} \cdot V_d$ donde A_{V_d} está dada por la ecuación {4.38.} y

$V_d = V_2 - V_1$

Sea $A_{V_d} = -41$ y sea $V_1 > V_2$ tal que $V_d = -20$ mV

Entonces:

$$V_{0d} = A_{V_d} \cdot V_d = (-41).(-20 \cdot 10^{-3}) > 0$$

Por lo tanto V_{0d} coincide en fase con V_1 .

Si $V_2 > V_1$ es V_d positiva y $V_{0d} < 0$

Por lo tanto V_{0d} tiene fase opuesta a V_2 .

4.2. USO DEL DIFERENCIAL CON FUENTE DE CORRIENTE CONSTANTE :

Para mejorar la relación de rechazo de modo común debe aumentarse el valor

de R_e . Pero todo aumento de R_e está limitado por la máxima tensión de la fuente de alimentación que puede aplicarse al circuito, la cual, como ya hemos visto es función de BV_{CEO} .
Para obviar este problema se usa una fuente de corriente constante como se observa en la FIGURA 4.21.

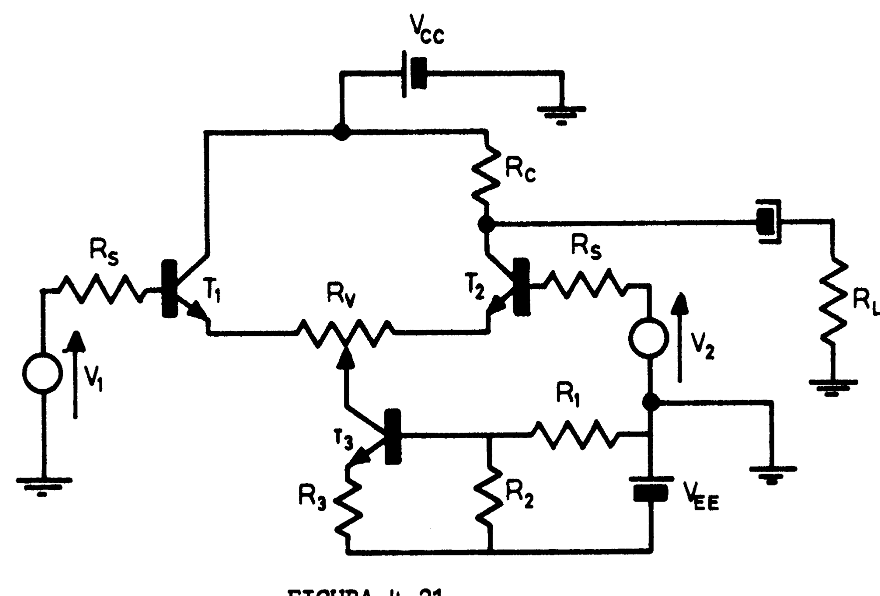


FIGURA 4.21.

4.2.1. USO DEL TRANSISTOR T_3 COMO FUENTE DE CORRIENTE CONSTANTE :

Debemos analizar la resistencia de salida de T_3 (entre colector C_3 y tierra).
Sea la FIGURA 4.22.

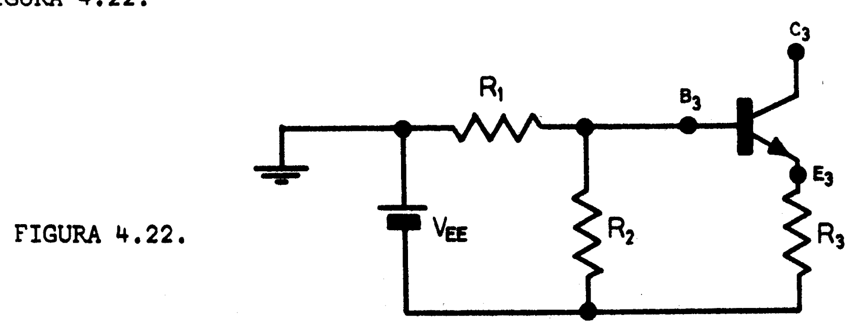


FIGURA 4.22.

El circuito dinámico se observa en la FIGURA 4.23.(a).

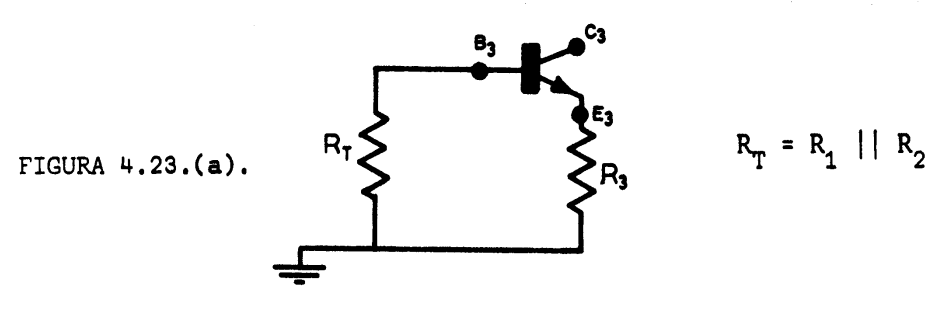
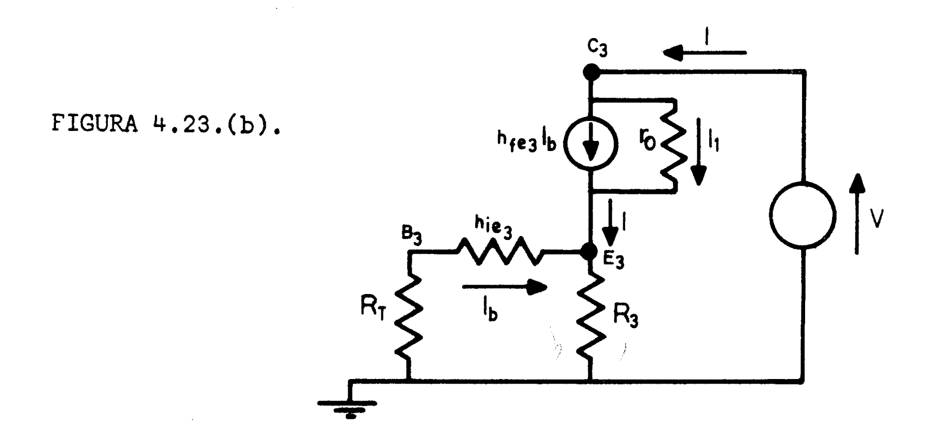


FIGURA 4.23.(a).

$R_T = R_1 \parallel R_2$

Reemplazando el transistor por su circuito equivalente se tiene la FIGURA 4.23.(b)

FIGURA 4.23.(b).



Entre C_3 y tierra se inyecta una tensión V que produce una corriente I.
En E_3 entra la corriente I y en la rama que contiene h_{ie_3} se debe tener la corriente de base I_b .

Se tiene un divisor de corriente que permite determinar la expresión de :

$$I_b = f (I)$$

$$I_b = - I \frac{R_3}{R_3 + h_{ie_3} + R_T} \qquad \{4.40.\}$$

$$I_1 = I - h_{fe_3} \cdot I_b = I + I \frac{h_{fe_3} \cdot R_3}{R_3 + h_{ie_3} + R_T} \qquad \{4.41.\}$$

Llamamos :

$$R = R_3 + h_{ie_3} + R_T \qquad \{4.42.\}$$

$$R_X = h_{ie_3} + R_T \qquad \{4.43.\}$$

$$I_1 = I \left(1 + \frac{h_{fe_3} \cdot R_3}{R} \right) \qquad \{4.44.\}$$

$$V = I_1 \cdot r_0 + I (R_3 \,||\, R_X) \qquad \{4.45.\}$$

Introduciendo {4.44.} en {4.45.} se tiene :

$$R_{0_3} = \frac{V}{I} = r_0 \left(1 + \frac{h_{fe_3} \cdot R_3}{R} \right) + (R_3 \,||\, R_X) \qquad \{4.46.\}$$

Siendo r_0 y h_{fe} altas se puede despreciar el segundo término del segundo miembro.

$$R_{0_3} = r_0 \left(1 + \frac{h_{fe_3} \cdot R_3}{R} \right) \qquad \{4.47.\}$$

r_0 se puede aproximar en la ecuación {4.47.} a $\frac{1}{h_{oe}}$ (calculando por defect0).

La expresión general de ρ era :

$$\rho = \frac{R_e}{\frac{R_V}{2} + h_{ib_2} + \frac{R_S}{h_{fe_2}}}$$

Esta expresión sigue siendo válida reemplazando R_e por R_{O_3}

$$\rho = \frac{R_{O_3}}{\frac{R_V}{2} + h_{ib_2} + \frac{S}{h_{fe_2}}} \qquad \{4.48.\}$$

Como $R_{O_3} >> R_e$ se mejora la relación de rechazo de modo común.

4.2.2. DETERMINACION DE I_{CQ_3} :

En el circuito de la FIGURA 4.21. aplicamos THEVENIN sobre R_2 . Se obtiene :

$$V_T = V_{EE} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$R_T = R_1 \,||\, R_2$$

R_1 R_2 V_{EE} Th.

Reemplazando en la FIGURA 4.21. la fuente de THEVENIN se llega a la FIGURA 4.24.

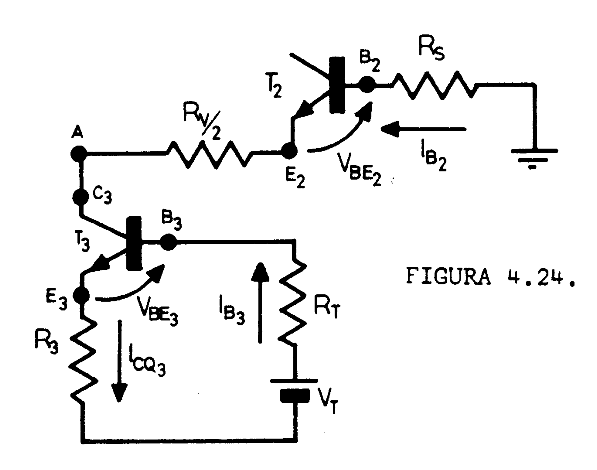


FIGURA 4.24.

De la FIGURA 4.24.:

$$V_T = R_T \cdot I_{B_3} + V_{BE_3} + I_{CQ_3} \cdot R_3$$

$$\therefore \quad I_{CQ_3} = \frac{V_T - V_{BE_3}}{R_3 + \dfrac{R_T}{h_{FE_{T_3}}}} \qquad \{4.49.\}$$

Se hace :

$$R_3 \gg \frac{R_T}{h_{FE_{m_3}}} \qquad \text{para que} \qquad I_{CQ_3} = \text{cte} .$$

La polarización de T_3 debe ajustarse adecuadamente para que V_{CEQ_3} sea mayor que 0,5 V. De otra manera se incursionaría en la zona de saturación en donde el valor de $1/h_{O_3}$ decaería muy rápidamente.
A su vez, el punto Q del transistor T_3 debe ser muy estable a efectos de que I_{CQ_3} no varíe, evitando así la modulación de la señal en la carga.

$$V_{C3_T} = - I_{CQ2} \frac{R_V}{2} - V_{BE_2} - R_S \cdot I_{B_2} \qquad \{4.50.\}$$

$$I_{CQ2} = I_{CQ1} = \frac{I_{CQ3}}{2} \qquad \{4.51.\}$$

$$V_{E3_T} = R_3 \cdot I_{CQ3} - V_{EE} \qquad \{4.52.\}$$ Ver FIGURA 4.21.

$$V_{CEQ_3} = V_{C3_T} - V_{E3_T} \qquad \{4.53.\}$$

Ejemplo :

En el circuito de la FIGURA 4.21., se dan los siguientes datos:

$V_{CC} = V_{EE} = 6$ V $\qquad R_S = R_V = 100\ \Omega$

$R_3 = 2{,}2$ KΩ $\qquad R_C = R_L = 6{,}8$ KΩ

$R_1 = R_2 = 22$ KΩ $\qquad$ BC 548 A

$$V_T = V_{EE} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 6 \frac{22 + 22}{22} = 3 \text{ V}$$

$$R_T = R_1 \,||\, R_2 = 11 \text{ K}\Omega$$

$$I_{CQ_3} = \frac{V_T - V_{BE_3}}{R_3 + \dfrac{R_T}{h_{FE_T}}} = \frac{3 - 0{,}7}{2200 + \dfrac{11000}{180}} = 1 \text{ mA}$$

$I_{CQ_1} = I_{CQ_2} = 0{,}5$ mA , ya que ambas mallas de entrada de polarización de T_1 y T_2 son iguales.

$$V_{C3_T} = -\, I_{CQ_2}\,\frac{R_V}{2} - V_{BE_2} - R_S \cdot I_{B2}$$

$$V_{C3_T} = -\,0{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 50 - 0{,}7 - 100\,\frac{0{,}5 \cdot 10^{-3}}{180} \approx -\,0{,}725 \text{ V}$$

$$V_{C2_T} = V_{CC} - I_{CQ_2} \cdot R_C = 6 - 0{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 6{,}8 \cdot 10^{3} = 2{,}6 \text{ V}$$

$$V_{E2_T} = -\,V_{BE_2} - I_{B_2} \cdot R_S = -\,0{,}7 \text{ V}$$

$$V_{E3_T} = R_3 \cdot I_{CQ_3} - V_{EE} = 2{,}2 \cdot 10^{3} \cdot 10^{-3} - 6 = -\,3{,}8 \text{ V}$$

$$V_{CEQ_2} = V_{C2_T} - V_{E2_T} = 2{,}6 - (-\,0{,}7) = 3{,}3 \text{ V}$$

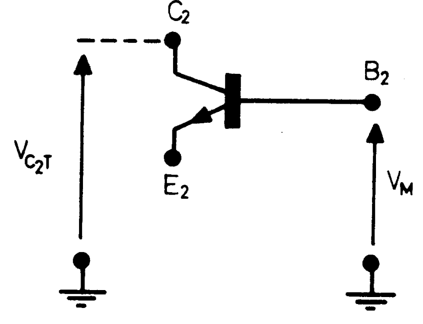
$$V_{CEQ_3} = V_{C3_T} - V_{E3_T} = -\,0{,}725 - (-\,3{,}8) = 3{,}075 \text{ V}$$

$$V_{B3_T} = V_{E3_T} + V_{BE_3} = -\,3{,}8 + 0{,}7 = -\,3{,}1 \text{ V}$$

Determinemos la máxima tensión positiva que puede inyectarse entre B_2 y tierra. FIGURA 4.25. La llamamos V_M , es decir máxima tensión positiva de modo común. Evidentemente V_M no puede ser mayor que la tensión V_{C2_T} si pretendemos que $V_{CB_2} > 0$ (Zona activa).

Si $V_M > V_{C2_T}$ se produce la inversión de polaridad de la juntura B-C. (saturación).

$$V_M < V_{C2_T} \quad \therefore \quad V_M < 2{,}6 \text{ V}$$



Determinaremos el máximo pico negativo que puede inyectarse entre B_2 y tierra. FIGURA 4.26.

Se desprecia $R_V/2$ y su correspondiente caída.

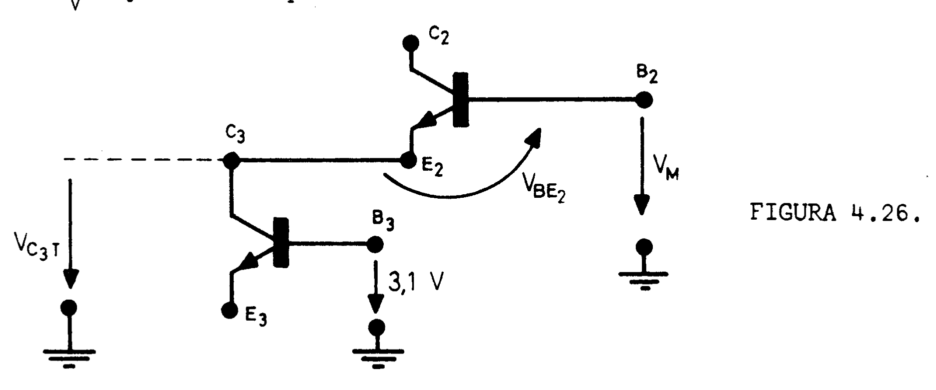


FIGURA 4.26.

Para evitar que sature el T_3 debe cumplirse :

Partiendo de :

$$V_{C_{3_T}} > V_{B_{3_T}}$$

$$V_{C_{3_T}} = V_{B_{3_T}} \quad \text{se tiene :}$$

$$V_M + V_{BE_2} = V_{B_{3_T}} \quad \therefore \quad V_M = V_{B_{3_T}} - V_{BE_2}$$

$$V_M = -3{,}1\ V - (-0{,}7\ V) = -3{,}1 + 0{,}7 = -2{,}4\ V$$

Es decir que $|V_M| < 2{,}4\ V$ y su polaridad es negativa respecto de tierra. V_M es la máxima tensión de modo común admisible.

Cálculo de ρ de acuerdo con la ecuación {4.48.}

Para $I_{CQ_2} = 0{,}5$ mA leemos :

$$h_{ie_2} = 9\ K\Omega \qquad h_{fe_2} = 200$$

Calculamos :

$$h_{ib_2} = \frac{h_{ie_2}}{h_{fe_2}} = \frac{9000}{200} = 45\ \Omega$$

Para $I_{CQ_3} = 1$ mA leemos :

$$h_{o_3} = 12 \cdot 10^{-6}\ \mho \qquad h_{ie_3} = 5\ K\Omega$$

$$r_o \simeq \frac{1}{h_{o_3}} = 83\ K\Omega$$

Ya hallamos que $R_T = 11\ K\Omega$. Podemos calcular R.

$$R = R_3 + h_{ie_3} + R_T = 2{,}2\ K\Omega + 5\ K\Omega + 11\ K\Omega = 18{,}2\ K\Omega$$

Podemos calcular R_{O_3} . Ver FIGURA 4.27.

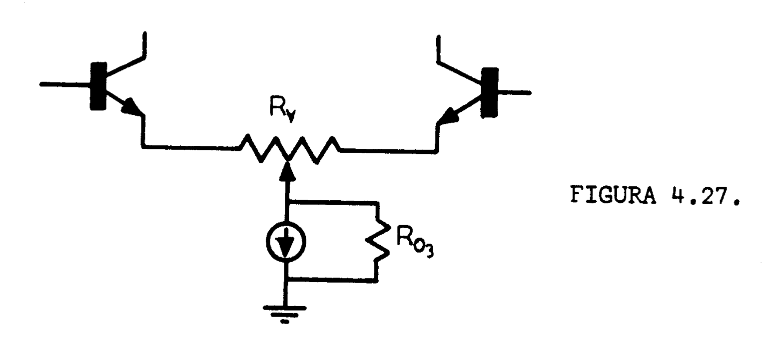


FIGURA 4.27.

$$R_{O_3} = r_O \left(1 + \frac{h_{fe_3} \cdot R_3}{R} \right)$$

$$R_{O_3} = 83\ K\Omega \left(1 + \frac{200 \cdot 2{,}2\ K\Omega}{18{,}2\ K\Omega} \right)$$

$R_{O3} \simeq 2\ M\Omega$) (Aumenta en forma importante la resistencia dinámica entre emisores y tierra).

$$\rho = \frac{R_{O3}}{h_{ib2} + \frac{R_V}{2} + \frac{R_S}{h_{fe2}}} = \frac{2000\ K\Omega}{45 + 50 + \frac{100}{200}} \simeq 20000 \quad \therefore \quad \rho = 86\ dB$$

$$A_{Vd} = \frac{-R_d}{2\left(h_{ib2} + \frac{R_V}{2} + \frac{R_S}{h_{fe2}}\right)} = \frac{-3400}{2\ .\ 95{,}5} = -17{,}8$$

$$R_{isd} = 2\left(R_S + h_{ie2} + \frac{R_V}{2} h_{fe2}\right) = 2\,(100 + 9000 + 50\ .\ 200) = 38200\ \Omega$$

$$R_{iC} = 2\ R_{O3}\ .\ h_{fe2} = 2\ .\ 2\ M\Omega\ .\ 200 \simeq 800\ M\Omega$$

4.2.3. FUENTE DE CORRIENTE CONSTANTE COMPENSADA :

De la FIGURA 4.28. se tiene :

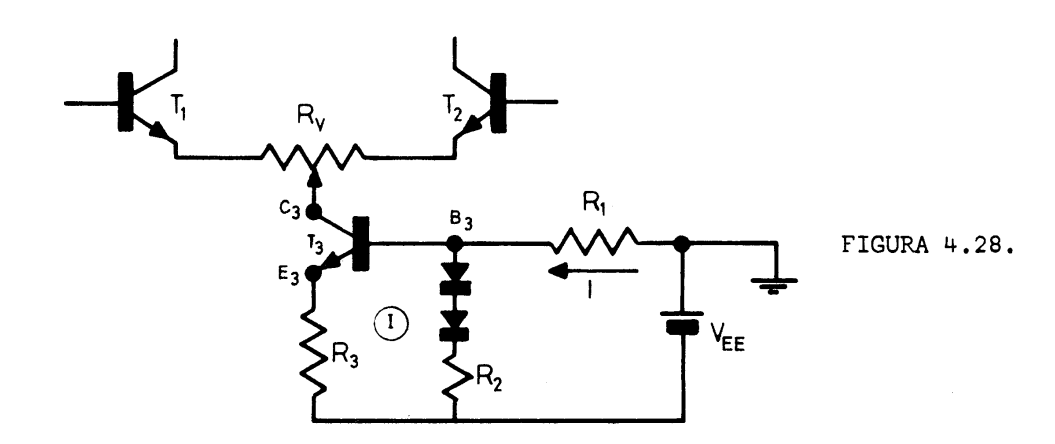


FIGURA 4.28.

$$I \gg I_{BQ3} \quad \therefore \quad I = \frac{V_{EE} - 2\ V_D}{R_1 + R_2}$$

De la malla (I) :

$$V_{BEQ3} + I_{CQ3}\ .\ R_3 = 2\ V_D + I\ .\ R_2$$

$$I_{CQ3} = \frac{2\ V_D + I\ .\ R_2 - V_{BEQ3}}{R_3} = \frac{2\ V_D + \frac{V_{EE} - 2\ V_D}{R_1 + R_2} R_2 - V_{BEQ3}}{R_3}$$

Como :

$$2\,V_D - 2\,V_D\,\frac{R_2}{R_1+R_2} = 2\,V_D\,\frac{R_1+R_2}{R_1+R_2} - 2\,V_D\,\frac{R_2}{R_1+R_2} = \frac{2\,V_D\,.\,R_1}{R_1+R_2}$$

Reemplazando :

$$I_{CQ_3} = \frac{1}{R_3}\left(\frac{V_{EE}\,.\,R_2}{R_1+R_2} + \frac{2\,V_D\,.\,R_1}{R_1+R_2} - V_{BEQ_3}\right) \qquad \{4.54.\}$$

Si se elige :

$$\frac{2\,V_D\,.\,R_1}{R_1+R_2} = V_{BEQ_3}$$ se tiene :

$$I_{CQ_3} = \frac{V_{EE}\,.\,R_2}{R_3\,(R_1+R_2)} \qquad \{4.55.\}$$

Este valor de I_{CQ_3} es independiente de la temperatura debido al uso de los dos diodos.

Ejemplo :

$V_{EE} = 6$ V

$V_{D_1} = V_{D_2} = 0{,}7$ V

$R_1 = 3{,}2$ KΩ

$R_2 = 1{,}5$ KΩ

$R_3 = 2{,}2$ KΩ

$$I_{CQ_3} = \frac{1}{R_3}\left(\frac{V_{EE}\,.\,R_2}{R_1+R_2} + \frac{2\,V_D\,.\,R_1}{R_1+R_2} - V_{BEQ_3}\right)$$

$$I_{CQ_3} + \frac{1}{2{,}2\,.\,10^3}\left(\frac{6\,.\,1{,}5}{1{,}5+3{,}2} + \frac{1{,}4\,.\,3{,}2}{1{,}5+3{,}2} - 0{,}7\right) \simeq 0{,}99 \text{ mA}$$

Como vimos, conviene que :

$$\frac{2\,V_D\,.\,R_1}{R_1+R_2} = V_{BEQ}$$, pero en este caso :

$$\frac{2\,V_D\,.\,R_1}{R_1+R_2} = 0{,}955$$ y $V_{BE} = 0{,}7$. Es decir que la compensación de I_{CQ} con la temperatura no será perfecta.

4.2.4. AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CON SALIDA DIFERENCIAL :

Tenemos el circuito de la FIGURA 4.29.

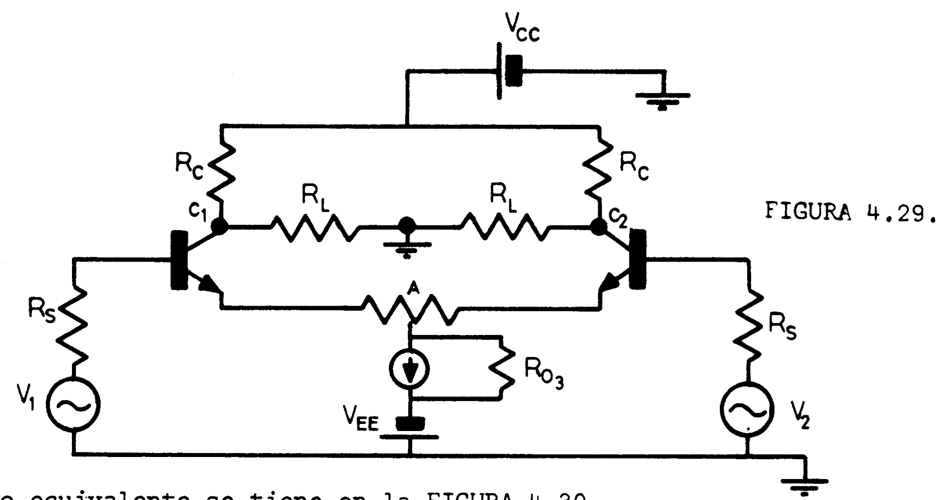


FIGURA 4.29.

El circuito equivalente se tiene en la FIGURA 4.30.
Se tiene en dicha FIGURA solamente la parte diferencial.

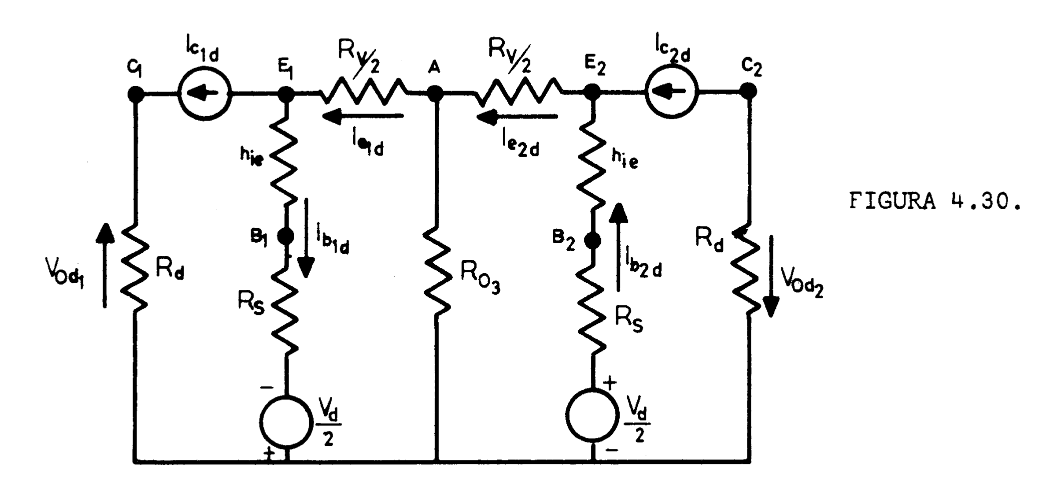


FIGURA 4.30.

$$I_{e2d} = \frac{V_d}{2\left(\frac{R_S}{h_{fe}} + \frac{R_V}{2} + h_{ib}\right)} \quad ; \quad I_{e1d} = \frac{V_d}{2\left(\frac{R_S}{h_{fe}} + \frac{R_V}{2} + h_{ib}\right)}$$

$$V_{Od_2} = - I_{e2d} \cdot R_d \qquad\qquad V_{Od_1} = I_{e1d} \cdot R_d$$

$$V_{Od_2} - V_{Od_1} = - I_{e2d} \cdot R_d - I_{e1d} \cdot R_d$$

Como : $I_{e2d} = I_{e1d}$ resulta :

$$V_{Od_2} - V_{Od_1} = - 2\, I_{ed} \cdot R_d = - 2\, I_{cd} \cdot R_d$$ Reemplazando I_{cd} :

$$V_{Od_2} - V_{Od_1} = - 2\, R_d \frac{V_d}{2\left(\frac{R_S}{h_{fe}} + \frac{R_V}{2} + h_{ib}\right)} \qquad \{4.56.\}$$

Como :

$$A_{V_d} = \frac{-R_d}{2\left(\frac{R_S}{h_{fe}} + \frac{R_V}{2} + h_{ib}\right)}$$ Reemplazando en la {4.56.}

$$V_{O_{d_2}} - V_{O_{d_1}} = 2\,A_{V_d} \cdot V_d \qquad \{4.57.\}$$

Haciendo :

$$V_{O_d} = V_{O_{d_2}} - V_{O_{d_1}} \qquad \{4.58.\}$$ se tiene :

$$V_{O_d} = 2\,A_{V_d} \cdot V_d = A'_{V_d} \cdot V_d$$

$$\therefore\quad A'_{V_d} = \frac{V_{O_d}}{V_d} = 2\,A_{V_d} \qquad \{4.59.\}$$

De aquí surge que la ganancia es doble en este caso.

4.2.5. AMPLIFICADORES DIFERENCIALES USANDO DISPOSITIVOS ACTIVOS INTEGRADOS (ARRAYS) :

Usando un CA 3086 , calcular un amplificador diferencial cuya ganancia es $|A_{V_d}| \geq 50$ y su relación de rechazo de modo común es $\rho \geq 60$ dB .

DATOS : $R_S = 100\ \Omega$ $R_L = 10\ K\Omega$

Se usan del CA 3086 los dos transistores unidos por el emisor y dos de los tres transistores sueltos (T_1 , T_2 , T_3 y T_4)

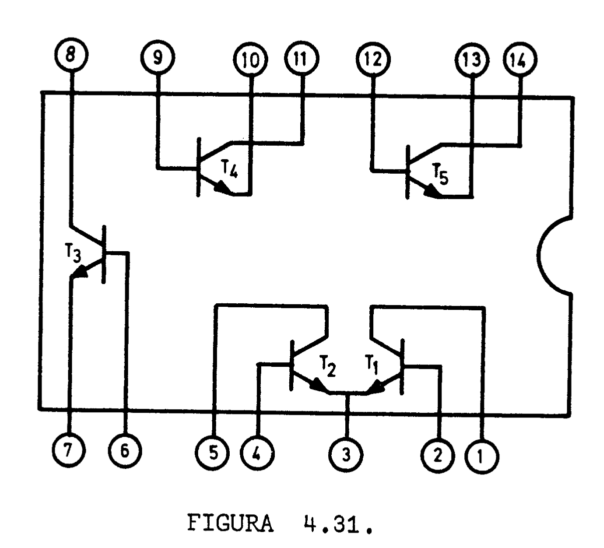


FIGURA 4.31.

Sea el circuito de la FIGURA 4.32.(a) :

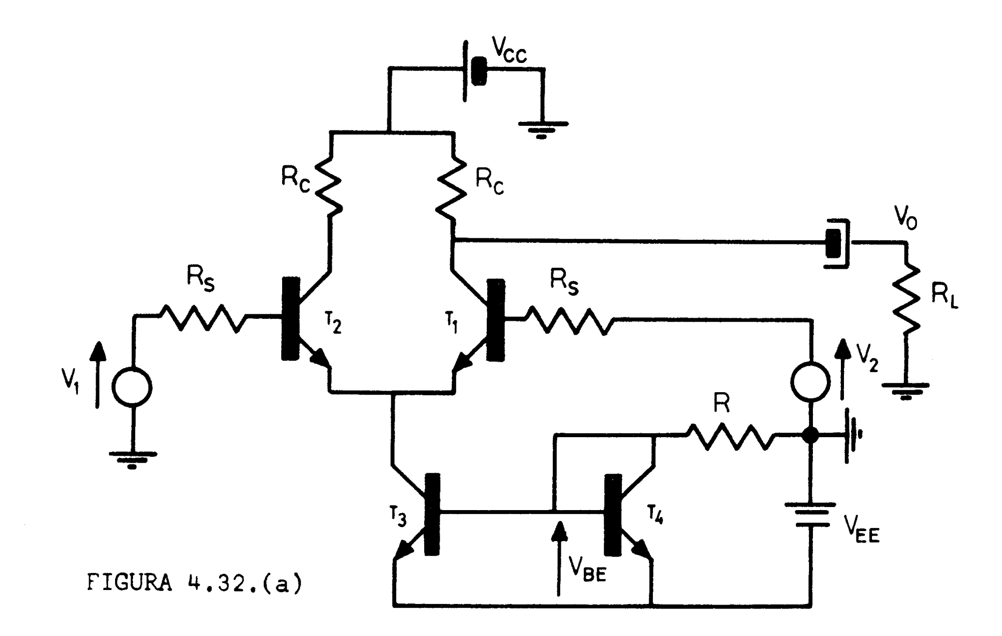


FIGURA 4.32.(a)

En la FIGURA 4.32.(b), se tiene indicada la fuente de corriente usada en el circuito de la FIGURA 4.32.(a). Dicha fuente de corriente se denomina tipo "espejo".

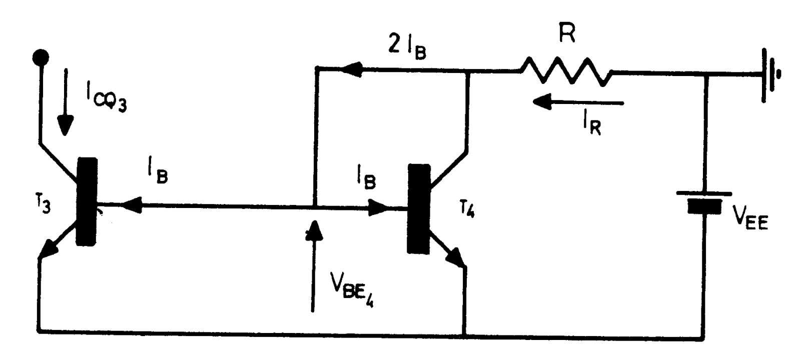


FIGURA 4.32.(b)

De la FIGURA 4.32.(b)., surge :

$$V_{EE} = R \cdot I_R + V_{BE_4} \qquad \{4.60.\}$$

Despreciando 2 I_B frente a la corriente de referencia I_R se tiene :

$$I_R \simeq I_{CQ_4}$$

Como T_3 y T_4 tienen la misma V_{BE}, tienen por consiguiente la misma corriente de colector. Por lo tanto :

$$I_{CQ_3} = I_{CQ_4} \simeq I_R \qquad \{4.61.\}$$

El ρ estaba determinado por :

$$\rho = \frac{R_{O3}}{h_{ib_1} + \frac{R_S}{h_{fe_1}}} \qquad \{4.62.\}$$

donde R_{03} es la resistencia de salida de la fuente de corriente constante. En este caso particular R_{03} coincide con r_{03} siendo ésta la resistencia de salida del transistor T_3 .

En el CAPITULO II vimos que :

$$r_0 = \frac{V_A}{I_C} \quad \text{siendo } V_A \text{ la tensión de EARLY y siendo } I_C \simeq I_{CQ} .$$

Como :

$$g_m = \frac{I_C}{m \cdot V_T} \qquad \text{resulta :} \qquad I_C = m \cdot V_T \cdot g_m$$

Reemplazando en la ecuación de r_0 se tiene :

$$r_0 = \frac{V_A}{I_C} = \frac{V_A}{m \cdot V_T \cdot g_m} = \frac{1}{\frac{m \cdot V_T}{V_A} \; g_m}$$

Se hace :

$$\eta = \frac{m \cdot V_T}{g_m} \qquad \text{y por lo tanto :} \qquad r_0 = \frac{1}{\eta \cdot g_m} \qquad \{4.63.\}$$

El CA 3086 tiene una tensión de ruptura típica del orden de los 20 V y en ese caso el η vale aproximadamente :

$$\eta \simeq 2{,}8 \cdot 10^{-3}$$

Volviendo a la ecuación {4.62.} se tiene :

$$\rho = \frac{R_{03}}{h_{ib_1} + \frac{R_S}{h_{fe_1}}} \simeq \frac{r_{03}}{h_{ib_1}} \qquad \{4.64.\}$$

Ya que normalmente :

$$h_{ib_1} >> \frac{R_S}{h_{fe_1}}$$

Reemplazando r_{03} y h_{ib_1} en la ecuación {4.64.}, se tiene :

$$\rho = \frac{\frac{1}{\eta \cdot g_{m3}}}{\frac{1}{g_{m1}}} = \frac{g_{m1}}{\eta \cdot g_{m3}} = \frac{40 \cdot I_{CQ_1}}{\eta \cdot 40 \cdot I_{CQ_3}} = \frac{I_{CQ_1}}{\eta \cdot I_{CQ_3}}$$

Como $\frac{I_{CQ_1}}{I_{CQ_3}} = 0{,}5$ en un diferencial, se tiene : $\rho = \frac{0{,}5}{\eta}$ {4.65.}

$$\rho = \frac{0{,}5}{2{,}8 \cdot 10^{-4}} \simeq 1786 \qquad \rho_{dB} = 65 \text{ dB}$$

La fuente "espejo" de la FIGURA 4.32.(b)., introduce un ρ de 65 dB con independencia de como se polarizan los transistores. Esto surge de la ecuación {4.65.}

Por lo tanto esta fuente cumple con la especificación del problema respecto de obtener un $\rho > 60$ dB.

Veamos la ganancia diferencial :

$$|A_{V_d}| = \frac{R_d}{2\left(h_{ib_1} + \frac{R_S}{h_{fe_1}}\right)} \simeq \frac{R_d}{2\, h_{ib_1}} \qquad \{4.66.\}$$

$$|A_{V_d}| = \frac{g_{m_1} \cdot R_d}{2} = \frac{40 \cdot I_{CQ_1} \cdot R_d}{2} = 20 \cdot I_{CQ_1} \cdot R_d \qquad \{4.67.\}$$

Veamos el valor posible de R_C que se puede usar sin saturar por supuesto a T_1 .

$$V_{C1_T} = V_{CC} - I_{CQ_1} \cdot R_C \qquad V_{E1_T} \simeq - V_{BE_1} = - 0,7 \text{ V}$$

$$V_{CEQ_1} = V_{C1_T} - V_{E1_T} = V_{CC} - I_{CQ_1} \cdot R_C + 0,7 \text{ V} \qquad \{4.68.\}$$

Los transistores integrados como los del CA 3086 tienen una tensión de saturación muy baja ($\simeq$ 0,3 V) y por lo tanto se podría tomar un $V_{CEQ_1} = 2,2$ V .
De la {4.68.}

$$I_{CQ_1} \cdot R_C = V_{CC} + 0,7 - V_{CEQ_1}$$

Adoptamos $V_{CC} = V_{EE} = 9$ V que está bien por debajo de la tensión de ruptura mínima del CA 3086 que es de 15 V.

Por lo tanto se obtiene :

$$I_{CQ_1} \cdot R_C = 9 + 0,7 - 2,2 = 7,5 \text{ V} \qquad \{4.69.\}$$

Se tienen dos incognitas en esta ecuación, que son : I_{CQ_1} y R_C .

Vamos a buscar otra ecuación para conseguir disminuir el número de incognitas.

De la ecuación {4.67.} se tiene :

$$|A_{V_d}| = 20 \cdot I_{CQ_1} \cdot R_d$$

Como se quiere $|A_{V_d}| \geq 50$ se adopta, por ejemplo, $|A_{V_d}| = 60$

Se obtiene :

$$60 = 20 \cdot I_{CQ_1} \cdot R_d \quad \therefore \quad I_{CQ_1} \cdot R_d = 3 \text{ V} \qquad \{4.70.\}$$

Dividiendo la {4.70.} por la {4.69.} obtenemos :

$$\frac{R_d}{R_C} = \frac{3}{7,5} = 0,4 \quad \therefore \quad R_d = 0,4 \cdot R_C$$

$$\therefore \quad \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} = 0,4 \cdot R_C \quad \therefore \quad \frac{R_L}{R_C + R_L} = 0,4$$

$$\therefore \quad R_L = 0,4 \cdot R_C + 0,4 \cdot R_L \quad \therefore \quad R_L\,(1 - 0,4) = 0,4 \cdot R_C$$

$$\therefore \quad R_C = 1{,}5\ R_L$$

Como $R_L = 10$ K resulta $R_C = 15$ K

Volviendo a la ecuación {4.69.} se puede obtener I_{CQ_1} :

$$I_{CQ_1} = \frac{7{,}5\ V}{R_C} = \frac{7{,}5\ V}{15\ K\Omega} = 0{,}5\ mA$$

Por lo tanto, se hace : $I_{CQ_3} = 2\ I_{CQ_1} = 1\ mA$

De la ecuación {4.60.} calculamos R :

$$R = \frac{V_{EE} - V_{BE_4}}{I_R} \simeq \frac{V_{EE} - V_{BE_4}}{I_{CQ_3}} = \frac{9 - 0{,}7}{10^{-3}} = 8{,}3\ K\Omega$$

Se usa una resistencia normalizada de : $R = 8{,}2\ K\Omega$

<u>Verificación:</u>

$$R_d = \frac{R_C \cdot R_L}{R_C + R_L} = \frac{15\ K\Omega \cdot 10\ K\Omega}{15\ K\Omega + 10\ K\Omega} = 6\ K\Omega$$

$$|Av_d| = 20 \cdot I_{CQ_1} \cdot R_d = 20 \cdot 0{,}5\ mA \cdot 6\ K\Omega = 60 > 50$$

Se puede calcular, solo con el objeto de tener una idea, cual es el valor de r_{O_3} :

$$r_{O_3} = \frac{1}{\eta \cdot g_{m3}} = \frac{1}{2{,}8 \cdot 10^{-4} \cdot 40 \cdot 10^{-3}} \simeq 89\ K\Omega$$

Calculemos la resistencia de entrada diferencial :

$$R_{id} = 2\ h_{ie_1} = 2\ \frac{h_{fe_1}}{g_{m_1}} = 2\ \frac{100}{40 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3}} = 10\ K\Omega$$

Compliquemos el problema exigiendo una ganancia diferencial $|Av_d| \geq 100$ y una $R_{id} \geq 10\ K\Omega$.

Veamos si con la estructura que presenta el circuito de la FIGURA 4.32.(a), es eso posible.
Como se desea mantener o aumentar el valor de la resistencia de entrada dinámica no se puede trabajar con una I_{CQ_1} superior a 0,5 mA.

Como $|Av_d| = 20 \cdot I_{CQ_1} \cdot R_d$, resulta : $R_d = \frac{|Av_d|}{20 \cdot I_{CQ_1}}$

y por lo tanto :

$$R_d \geq \frac{100}{20 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3}} = 10\ K\Omega$$

Es decir que debe ser $R_d \gg 10\ K\Omega$ para que $R_{id} = 10\ K\Omega$ y $|Av_d| = 100$

Pero como $R_d = R_C \,||\, R_L$ y $R_L = 10\ K\Omega$, eso exige que $R_C = \infty$ (imposible).

Por lo tanto vamos a cambiar la estructura del circuito de la FIGURA 4.32.(a), para poder cumplir con $|Av_d| \geq 100$ y $R_{i_d} \geq 10$ KΩ .

Conectamos una etapa de C.C. entre el diferencial y la carga R_L . (Ver FIGURA 4.33.).

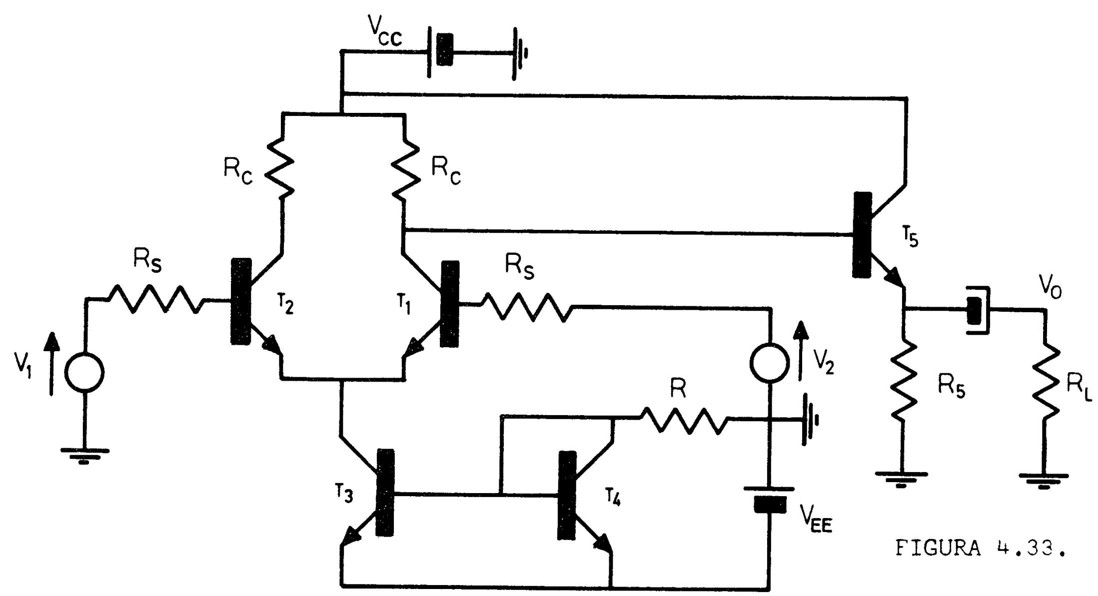


FIGURA 4.33.

En un primer intento mantenemos el valor de R_C = 15 KΩ y las corrientes I_{CQ_1} = $= I_{CQ_2}$ = 0,5 mA .

Eso nos asegura que T_1 y T_2 no saturan.

De la ecuación {4.67.} que reproducimos, se puede despejar R_d :

$$|Av_d| = 20 \cdot I_{CQ_1} \cdot R_d \quad \therefore \quad R_d = \frac{|Av_d|}{20 \cdot I_{CQ_1}}$$

$$R_d \geq \frac{100}{20 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-3}} \quad ; \quad \text{es decir :} \quad R_d \geq 10 \text{ K}\Omega$$

R_d es ahora el paralelo de R_C con R_{i_5} siendo esta la resistencia de entrada del colector común.

$$\frac{1}{R_d} = \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_{i_5}} \quad \therefore \quad \frac{1}{R_{i_5}} = \frac{1}{R_d} - \frac{1}{R_C}$$

$$\frac{1}{R_{i_5}} = \frac{1}{10 \text{ K}\Omega} - \frac{1}{15 \text{ K}\Omega} = 0{,}0333 \cdot 10^{-3} \quad \therefore \quad R_{i_5} = \frac{10^3}{0{,}0333} = 30 \text{ K}\Omega$$

La resistencia de entrada del colector común debe ser superior a 30 KΩ.

Adoptaremos una I_{CQ_5} = 0,5 mA.

Por otra parte $V_{C1_T} = V_{CC} - I_{CQ_1} \cdot R_C = 9 - 0{,}5 \cdot 15 = 1{,}5$ V

La tensión :

$$V_{E5_T} = V_{C1_T} - V_{BE_5} = 1{,}5 - 0{,}7 = 0{,}8 \text{ V}$$

Es decir que sobre R_5 se tiene una caída de 0,8 V.

$$R_5 = \frac{V_{R\,5}}{I_{CQ_5}} = \frac{0{,}8\ V}{0{,}5\ mA} = 1{,}6\ K\Omega \qquad \text{Se toma} \quad R_5 = 1{,}5\ K\Omega$$

$$h_{ie_5} = \frac{h_{fe_5}}{g_{m_5}} = \frac{100}{40\ .\ 0{,}5\ .\ 10^{-3}} = 5\ K\Omega$$

En la FIGURA 4.44. se puede ver el circuito dinámico que corresponde a la FIGURA 4.33.

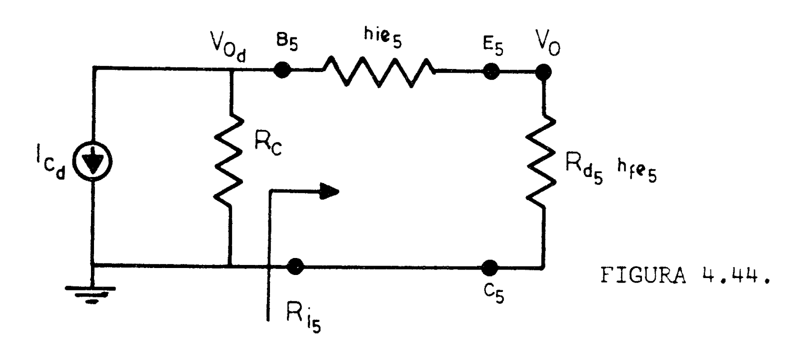


FIGURA 4.44.

$$R_{d_5} = R_5\ ||\ R_L = 1{,}5\ K\Omega\ ||\ 10\ K\Omega = 1{,}3\ K\Omega$$

$$R_{i5} = h_{ie_5} + h_{fe_5}\ .\ R_{d_5} = 5\ K\Omega + 100\ .\ 1{,}3\ K\Omega = 135\ K\Omega$$

Llamamos R_d al paralelo de R_C con R_{i5} .

$$R_d = R_C\ ||\ R_{i5} = 15\ K\Omega\ ||\ 135\ K\Omega = 13{,}5\ K\Omega$$

R_d es la resistencia dinámica del diferencial. Calculamos ahora la ganancia diferencial.

$$|A_{V_d}| = 20\ .\ I_{CQ_1}\ .\ R_d = 20\ .\ 0{,}5\ .\ 10^{-3}\ .\ 13{,}5\ .\ 10^3 = 135 > 100 \quad \text{(Bien)}$$

La ganancia total de la multietapa es :

$$A_V = \frac{V_O}{V_d} = \frac{V_O}{V_{O_d}} \cdot \frac{V_{O_d}}{V_d} = \frac{V_O}{V_{O_d}}\ A_{V_d}$$

$$|A_V| = \frac{R_{d_5}\ .\ h_{fe_5}}{R_{i5}}\ |A_{V_d}| = \frac{130}{135}\ 135 = 130 > 100\ \text{(Bien)}.$$

La resistencia de salida se puede analizar a través del circuito de la FIGURA 4.45.

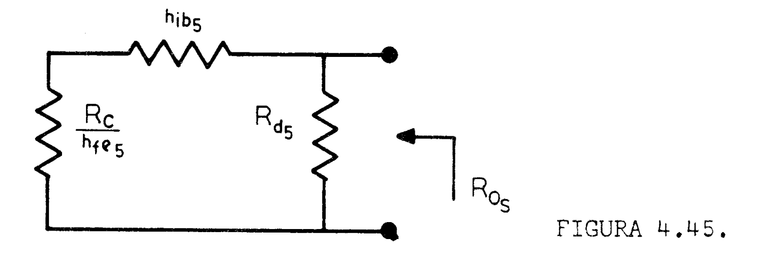


FIGURA 4.45.

$$R_{OS} = R_{d5} \; || \; (h_{ib_5} + \frac{R_C}{h_{fe_5}})$$

$$R_{OS} = 1{,}3 \; K\Omega \; || \; (\frac{1}{40 \; . \; I_{CQ_5}} + \frac{15000}{100})$$

$$R_{OS} = 1{,}3 \; K\Omega \; || \; (\frac{1}{40 \; . \; 0{,}5 \; . \; 10^{-3}} + 150)$$

$$R_{OS} = 1{,}3 \; K\Omega \; || \; (50 + 150) = 1300 \; \Omega \; || \; 200 \; \Omega \simeq 173 \; \Omega$$

Busquemos ahora aumentar R_{id} . Sea $R_{id} \geq 60 \; K\Omega$

$$R_{id} = 2 \; h_{ie_1} \quad \therefore \quad h_{ie_1} = \frac{60 \; K\Omega}{2} = 30 \; K\Omega$$

$$h_{ie_1} = \frac{h_{fe_1}}{g_{m_1}} = \frac{h_{fe_1}}{40 \; . \; I_{CQ_1}} \quad \therefore \quad I_{CQ_1} = \frac{h_{fe_1}}{40 \; . \; h_{ie_1}}$$

$$I_{CQ_1} = \frac{100}{40 \; . \; 30 \; . \; 10^3} = 0{,}08 \; mA \rightarrow I_{CQ_1} \leq 0{,}08 \; mA$$

Adoptemos, por seguridad, una $I_{CQ_1} = 0{,}05$ mA

Con lo cual $I_{CQ_3} = 2 \; I_{CQ_1} = 0{,}1$ mA .

Hagamos una fuente de corriente constante WIDLAR, con la cual manejamos pequeñas corrientes.

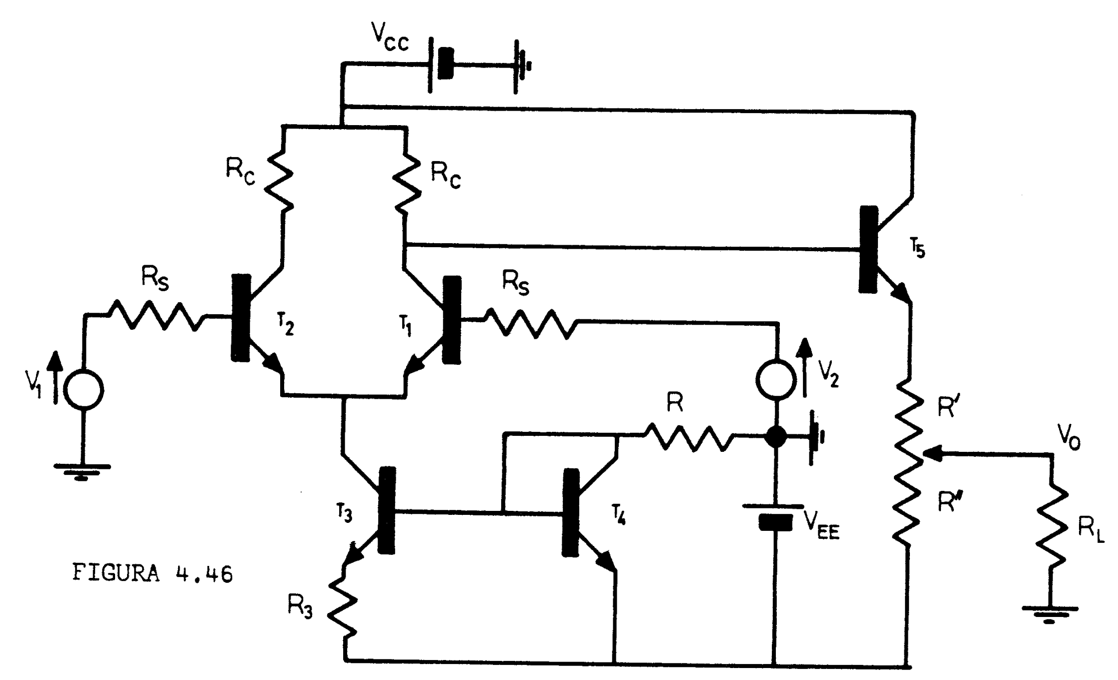


FIGURA 4.46

El circuito general es el de la FIGURA 4.46. y en la FIGURA 4.47. se tiene la fuente WIDLAR.

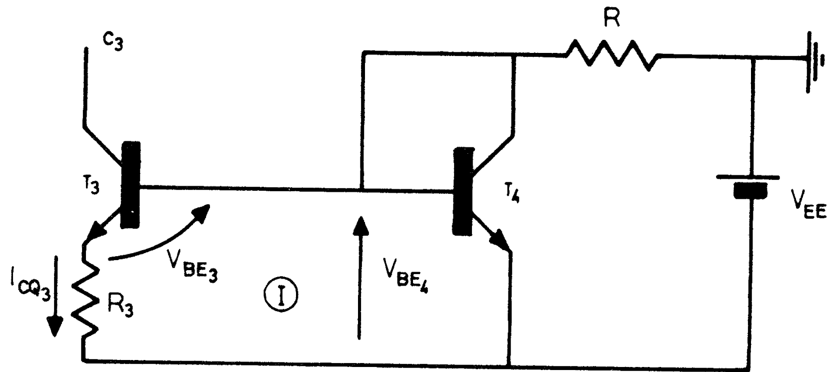


FIGURA 4.47.

$R = 8{,}2\ K\Omega \qquad V_{EE} = 9\ V$

Por lo tanto :

$$I_R = \frac{V_{EE} - V_{BE_4}}{R} \simeq \frac{9 - 0{,}7}{8{,}2\ K\Omega} \simeq 1\ mA$$

De la malla I se obtiene :

$$I_{CQ_3} \cdot R_3 = V_{BE_4} - V_{BE_3} \qquad \{4.71.\}$$

$$I_{CQ_3} \cdot R_3 = V_T \cdot \ell n \frac{I_{CQ_4}}{I_s} - V_T \cdot \ell n \frac{I_{CQ_3}}{I_s} = V_T \cdot \ell n \frac{I_{CQ_4}}{I_{CQ_3}}$$

$$\therefore R_3 = \frac{V_T}{I_{CQ_3}} \ell n \frac{I_{CQ_4}}{I_{CQ_3}} \qquad \{4.72.\}$$

Por medio de la ecuación 4.72. hallamos el valor de R_3 :

$$R_3 = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{0{,}1 \cdot 10^{-3}} \ell n\, 10 = 575\ \Omega$$

Tomamos para R_3 un valor normalizado : $R_3 = 560\ \Omega$

La existencia de R_3 aumenta el valor de R_{O3}.

Recordemos que :

$$R_{O3} = r_{O3} \left(1 + \frac{h_{fe_3} \cdot R_3}{R_3 + h_{ie_3} + R_T} \right)$$

Siendo R_T la resistencia dinámica entre B_3 y tierra.

$$R_T = \frac{1}{g_{m4}} \,||\, R \simeq \frac{1}{g_{m4}} = \frac{1}{40 \cdot I_{CQ_4}} = \frac{1}{40 \cdot 10^{-3}} = 25\ \Omega$$

Podemos despreciar R_T frente a $R_3 + h_{ie3}$. Queda :

$$R_{O3} = r_{O3} \left(1 + \frac{h_{fe_3} \cdot R_3}{R_3 + h_{ie_3}} \right) = r_{O3} \left(1 + g_{m3} \frac{h_{ie_3} \cdot R_3}{h_{ie_3} + R_3} \right)$$



$$R_{O3} = r_{O3} \{ 1 + g_{m3} (h_{ie3} \,||\, R_3)\} \qquad \{4.73.\}$$

$$h_{ie3} = \frac{h_{fe3}}{g_{m3}} = \frac{80}{40 \,.\, 10^{-3}} = 20 \text{ K}\Omega.$$ Donde h_{fe3} se obtuvo del manual.

Por lo tanto $h_{ie3} >> R_3$ y la {4.73.} se transforma en la {4.74.}

$$R_{O3} = r_{O3} (1 + g_{m3} \,.\, R_3) \qquad \{4.74.\}$$

De acuerdo con la {4.64.} es :

$$\rho = \frac{R_{O3}}{h_{ib1}} = \frac{r_{O3} (1 + g_{m3} \,.\, R_3)}{h_{ib1}} \qquad \{4.75.\}$$

Como :

$$\frac{r_{O3}}{h_{ib1}} = \frac{0,5}{\eta}$$; resulta sustituyendo en la {4.75.}

$$\rho = \frac{0,5}{\eta} (1 + g_{m3} \,.\, R_3) \qquad \{4.76.\}$$

$$\rho = \frac{0,5}{2,8 \,.\, 10^{-4}} (1 + 40 \,.\, 0,1 \,.\, 10^{-3} \,.\, 560) \simeq 5786$$

$$\rho_{dB} = 20 \log_{10} 5786 = 75 \text{ dB}.$$

Veamos la ganancia diferencial que se puede obtener.
El valor de R_C lo podemos fijar en 160 KΩ :

$$\therefore \quad V_{C1_T} = V_{CC} - I_{CQ_1} \,.\, R_C = 9 - 0,05 \text{ mA} \,.\, 160 \text{ K}\Omega = 1 \text{ V}$$

$$\therefore \quad V_{E5_T} = 1 \text{ V} - 0,7 \text{ V} = 0,3 \text{ V}$$

Adoptamos una I_{CQ_5} chica para obtener R' y R'' grandes y por lo tanto una resistencia de entrada grande del colector común.

Sea :

$$I_{CQ_5} = 0,1 \text{ mA}$$

Por otra parte el potenciómetro (FIGURA 4.46.), se ajusta de manera que V_O de contínua sea cero.

$$\therefore \quad R' = \frac{0,3 V}{I_{CQ_5}} = \frac{0,3}{0,1 \text{ mA}} = 3 \text{ K}\Omega$$

$$R'' = \frac{V_{EE}}{I_{CQ_5}} = \frac{9 \text{ V}}{0,1 \text{ mA}} = 90 \text{ K}\Omega$$

$$R'' \,||\, R = 90 \text{ K}\Omega \,||\, 10 \text{ K}\Omega = 9 \text{ K}\Omega$$

$$R_{d5} = R' + (R'' \,||\, R_L) = 3\ K\Omega + 9\ K\Omega = 12\ K\Omega$$

$$h_{ie5} = \frac{h_{fe5}}{g_{m5}} = \frac{h_{fe5}}{40\ .\ I_{CQ5}} = \frac{80}{40\ .\ 0{,}1\ .\ 10^{-3}} = 20\ K\Omega$$

$$R_{i5} = h_{ie5} + h_{fe5}\ .\ R_{d5} = 20\ K\Omega + 80\ .\ 12\ K\Omega = 980\ K\Omega$$

Con la FIGURA 4.48. se puede obtener la ganancia :

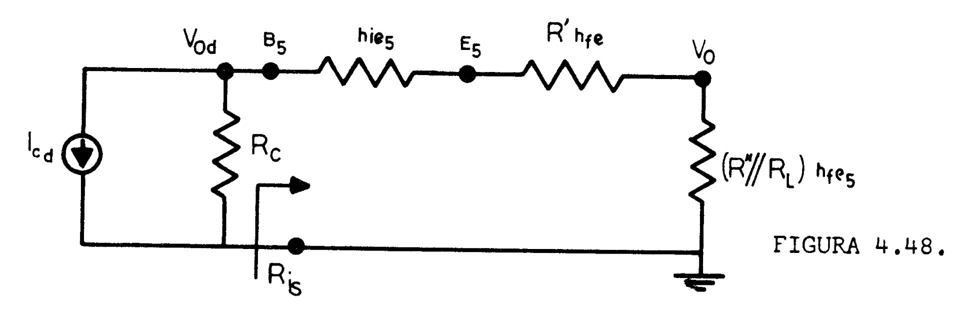


FIGURA 4.48.

$$R_d = R_C \,||\, R_{i5} = 160\ K\Omega \,||\, 980\ K\Omega \simeq 137\ K\Omega$$

$$|A_{Vd}| = \left|\frac{V_{0d}}{V_d}\right| = 20\ .\ I_{CQ1}\ .\ R_d = 20\ .\ 0{,}05\ .\ 137 = 137$$

$$|A_V| = \frac{V_0}{V_{0d}}\ .\ \left|\frac{V_{0d}}{V_d}\right| = \frac{V_0}{V_{0d}}\ 137$$

$$\frac{V_0}{V_{0d}} = \frac{(R'' \,||\, R_L)\ h_{fe5}}{R_{i5}} = \frac{9\ .\ 10^3\ .\ 80}{980\ .\ 10^3} = \frac{720}{980} \simeq 0{,}735$$

$$|A_V| = 0{,}735\ .\ 137 \simeq 100$$

En la FIGURA 4.49. se tiene el circuito del cual se obtiene R_{0S} :

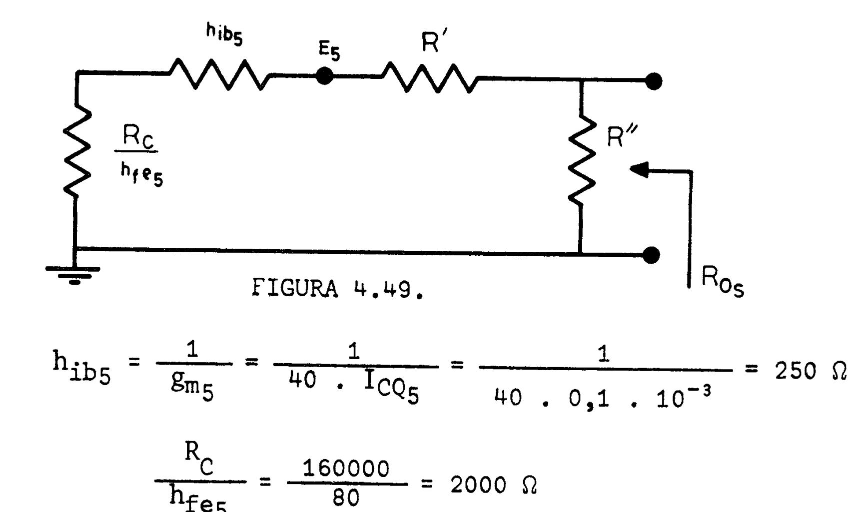


FIGURA 4.49.

$$h_{ib5} = \frac{1}{g_{m5}} = \frac{1}{40\ .\ I_{CQ5}} = \frac{1}{40\ .\ 0{,}1\ .\ 10^{-3}} = 250\ \Omega$$

$$\frac{R_C}{h_{fe5}} = \frac{160000}{80} = 2000\ \Omega$$

$$R_{OS} = R'' \,||\, \left(R' + h_{ib5} + \frac{R_C}{h_{fe_5}} \right)$$

$$R_{OS} = 90\ K\Omega \,||\, (3000 + 250 + 2000) = 90\ K\Omega \,||\, 5{,}25\ K\Omega = 4{,}96\ K\Omega$$

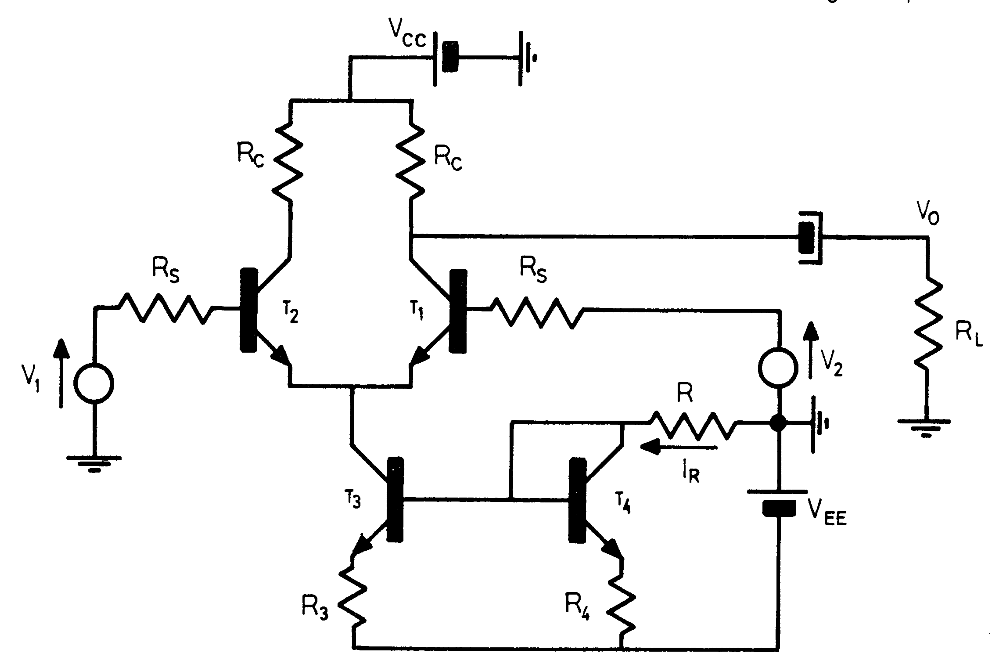
La resistencia de salida relativamente es alta por serlo R_C/h_{fe_5} y por estar agregada la resistencia R' = 3000 Ω.

Volvemos a plantear el problema inicial, pero buscando un mayor ρ.

DATOS :

$V_{CC} = V_{EE} = 9$ V $\qquad R_C = 15$ KΩ $\qquad R_L = 10$ KΩ

$I_{CQ_1} = I_{CQ_2} = 0{,}5$ mA $\qquad R = 820$ Ω $\qquad R_3 = R_4 = 7{,}5$ KΩ



$$I_R = I_{CQ_4} = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R + R_4} = \frac{9 - 0{,}7}{8{,}32\ .\ 10^3} \simeq 1\ \text{mA}$$

Por simetría :

$$I_{CQ_3} = I_{CQ_4} = 1\ \text{mA}$$

$$R_{O3} = r_{O3} \left(1 + \frac{h_{fe_3}\ .\ R_3}{R_3 + h_{ie_3} + R_T} \right)$$

$$R_T = \left(\frac{1}{g_{m4}} + R_4 \right) \,||\, R \simeq R_4 \,||\, R = 7{,}5\ K\Omega \,||\, 0{,}82\ K\Omega = 739\ \Omega$$

$$h_{ie_3} = \frac{h_{fe_3}}{g_{m_3}} = \frac{h_{fe_3}}{40\ .\ I_{CQ_3}} = \frac{100}{40\ .\ 10^{-3}} = 2500\ \Omega$$

$$\rho \simeq \frac{R_{O3}}{h_{ib_1}} = \frac{r_{O3}}{h_{ib_1}} \left(1 + \frac{h_{fe_3}\ .\ R_3}{R_3 + h_{ie_3} + R_T} \right)$$

$$\rho = \frac{0{,}5}{\eta} \left(1 + \frac{h_{fe_3} \cdot R_3}{R_3 + h_{ie_3} + R_T} \right)$$

$$\rho = \frac{0{,}5}{2{,}8 \cdot 10^{-4}} \left(1 + \frac{100 \cdot 7{,}5 \ \mathrm{K\Omega}}{(7{,}5 + 2{,}5 + 0{,}739) \ \mathrm{K\Omega}} \right)$$

$$\rho \simeq \frac{0{,}5}{2{,}8 \cdot 10^{-4}} (1 + 70) = \frac{71 \cdot 0{,}5}{2{,}8} \cdot 10^{4} \simeq 126000$$

$$\rho_{dB} = 20 \ \log_{10} \ 126000 = 102 \ \mathrm{dB}$$

4.2.6. ANALISIS DE UN AMPLIFICADOR DIFERENCIAL CON TRANSISTORES UNIPOLARES :

Sea el siguiente circuito :

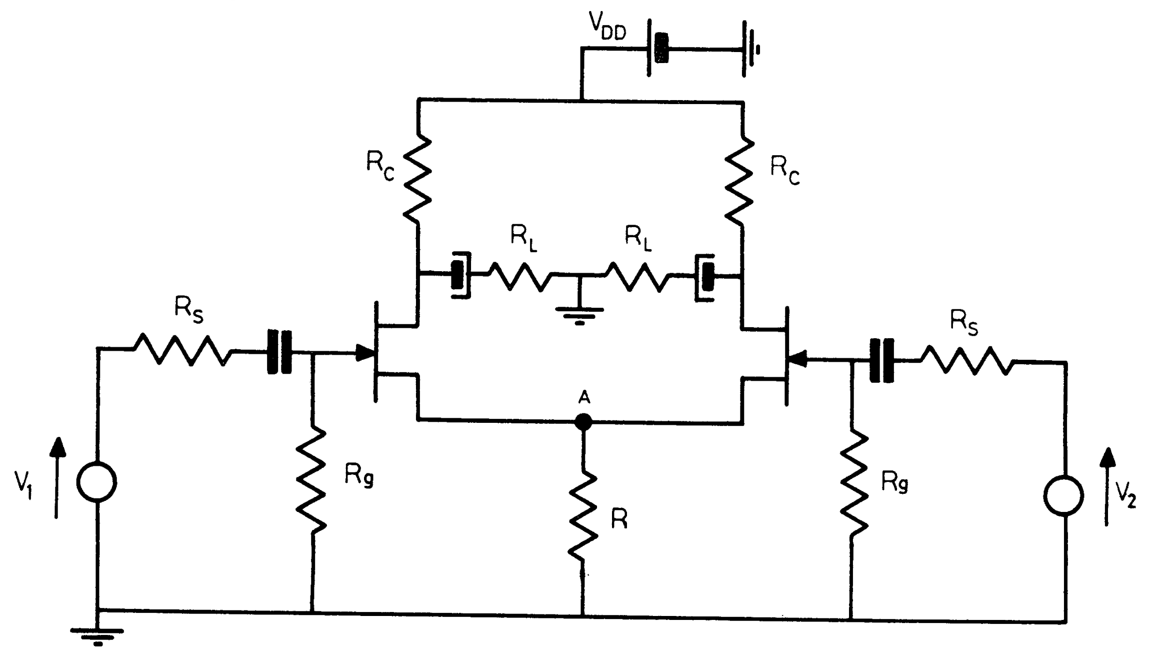


FIGURA 4.50.

Circuito de modo común :

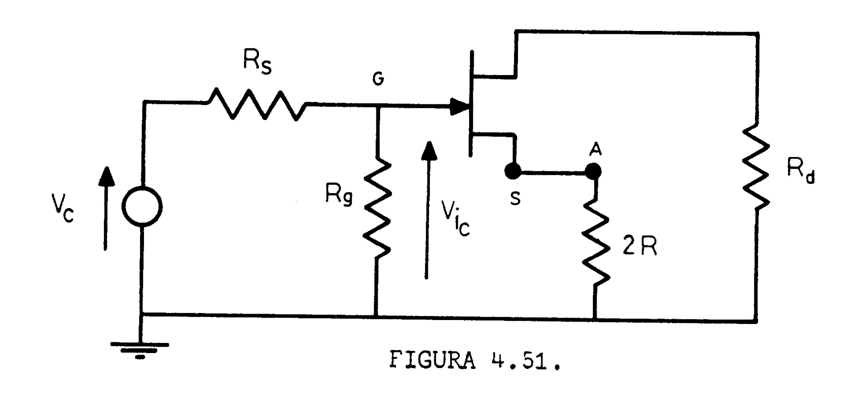


FIGURA 4.51.



$$V_{iC} = V_C \frac{R_G}{R_S + R_G}$$

Reemplazamos el transistor unipolar por su circuito incremental :

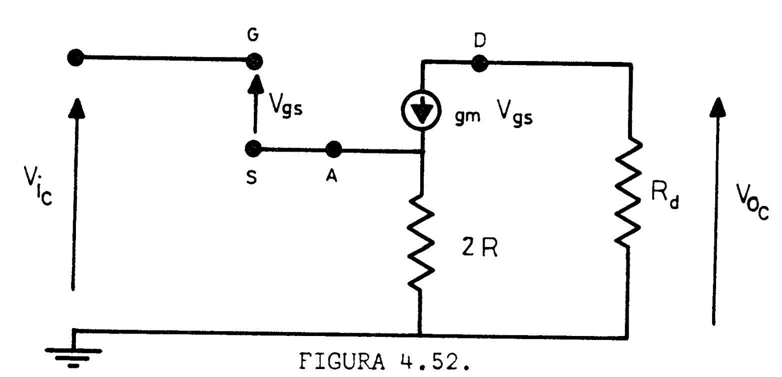


FIGURA 4.52.

$$V_{OC} = - g_m \cdot V_{gs} \cdot R_d$$

$$V_{iC} = V_{gs} + g_m \cdot V_{gs} \cdot 2\ R$$

$$V_{iC} = V_{gs}\ (\ 1 + 2\ g_m \cdot R\ )$$

$$\frac{V_{OC}}{V_{iC}} = - \frac{g_m \cdot R_d}{(\ 1 + 2\ g_m \cdot R\ )}$$

$$A_{VC} = \frac{V_{OC}}{V_C} = \frac{V_{OC}}{V_{iC}} \cdot \frac{V_{iC}}{V_C} = - \frac{g_m \cdot R_d}{(\ 1 + g_m \cdot 2\ R\ )} \cdot \frac{R_G}{R_S + R_G} \qquad \{4.77.\}$$

Como R se hace grande resulta :

$g_m\ 2\ R_d >> 1$ y :

$$A_{VC} = - \frac{R_d}{2\ R} \left(\frac{R_G}{R_S + R_G} \right) \qquad \{4.78.\}$$

Circuito de modo diferencial :

El punto A es una tierra virtual.

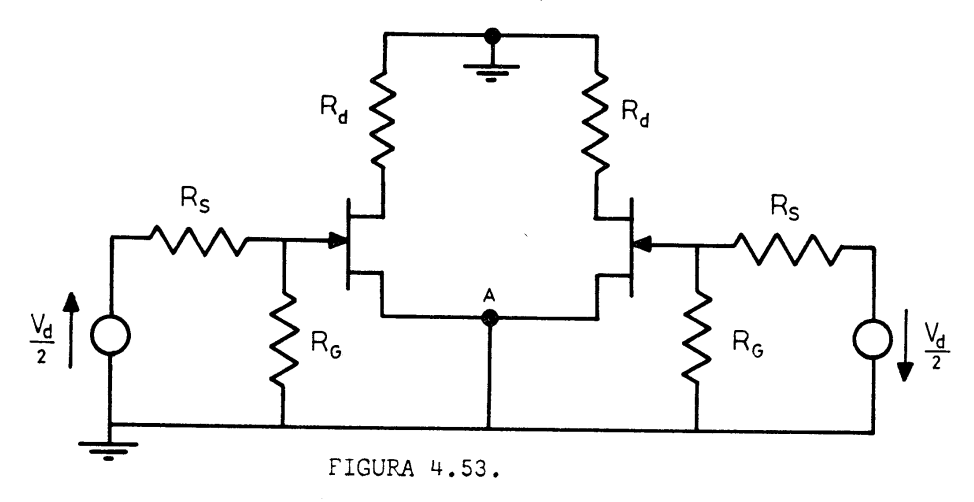


FIGURA 4.53.

Reemplazando el transistor unipolar por su circuito equivalente :

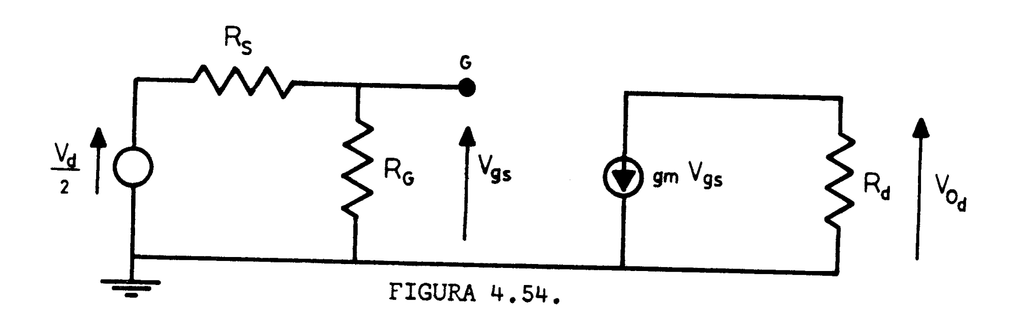


FIGURA 4.54.

$$V_{O_d} = - g_m \cdot V_{gs} \cdot R_d$$

$$V_{gs} = \frac{R_G}{R_S + R_G} \cdot \frac{V_d}{2}$$

$$A_{V_d} = \frac{V_{O_d}}{V_d} = - \frac{g_m \cdot R_d}{2} \left(\frac{R_G}{R_S + R_G} \right) \qquad \{4.79.\}$$

Para la salida diferencial se tiene :

$$A'_{V_d} = 2 A_{V_d} = - g_m \cdot R_d \left(\frac{R_G}{R_S + R_G} \right) \qquad \{4.80.\}$$

En lugar de la resistencia R conviene poner una fuente de corriente constante. Esta puede hacerse con un transistor bipolar, como ya vimos, o con un transistor unipolar.

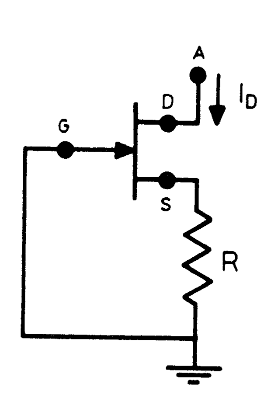


FIGURA 4.55.

$$V_{GS} = V_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right)$$

$$R = \frac{V_{GS}}{I_D}$$

El transistor unipolar debe trabajar en la región saturada, donde la conductancia de salida es muy baja.
La conductancia de salida se puede determinar del siguiente circuito.

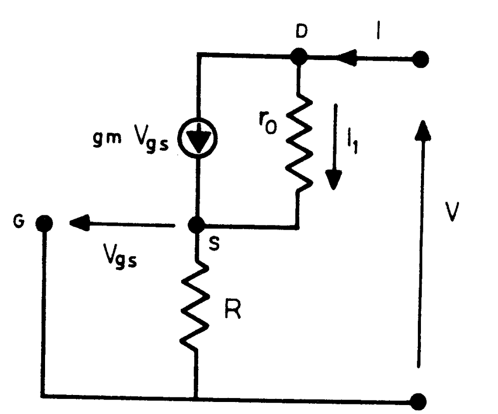


FIGURA 4.56.

$$V = I_1 \cdot r_0 + I \cdot R$$

$$V = (I - g_m \cdot V_{gs}) \, r_0 + I \cdot R$$

$$V_{gs} = - I \cdot R$$

$$V = (I + I \cdot R \cdot g_m) \, r_0 + I \cdot R$$

$$\frac{V}{I} = (1 + g_m \cdot R) \, r_0 + R$$

Como $(1 + g_m \cdot R) \, r_0 >> R$, resulta :

$$R_0 = r_0 (1 + g_m \cdot R) \qquad \{4.81.\} \quad \text{donde :} \quad r_0 = \frac{1}{g_0}$$

g_0 puede ser menor de 1 μʊ y puede llegar a ser mayor que 50 μʊ (Depende del FET).

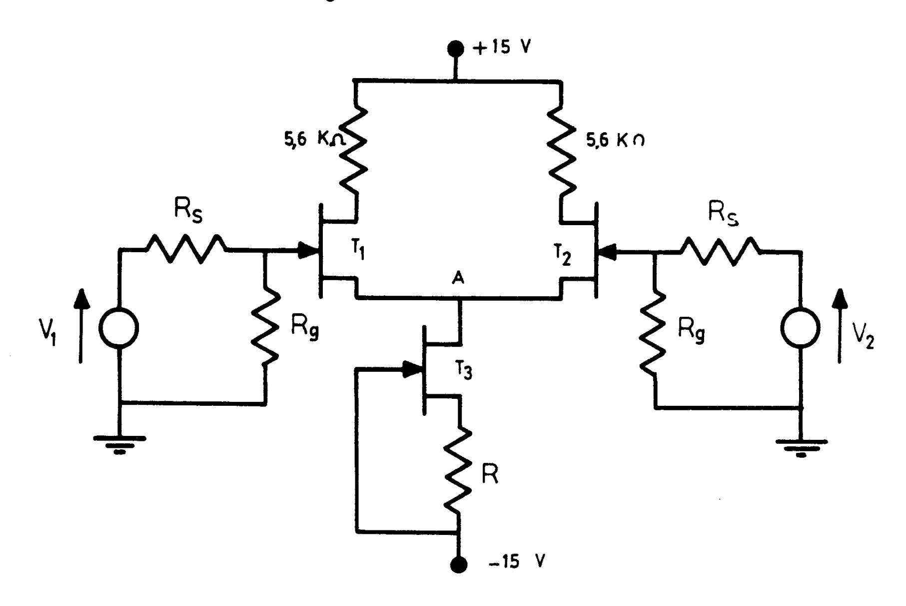
$$r_0 = \frac{1}{g_0} = \frac{1}{10^{-6}} = 1 \text{ M}\Omega \qquad r_0 = \frac{1}{g_0} = \frac{1}{50 \cdot 10^{-6}} = 20 \text{ K}\Omega$$

g_0 decrece mas o menos linealmente con I_D .
Además, cuando $V_{GS} \rightarrow V_P$ se consigue que g_0 decrezca.

Problema ;

$I_{D_3} = 2$ mA

T_1, T_2, T_3: $I_{DSS} = 5$ mA ; $V_P = -2$ V ; $r_0 = 500$ KΩ



$$V_{GS_3} = V_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} \right) = - 2 \text{ V} \left(1 - \sqrt{\frac{2}{5}} \right) = - 0{,}74 \text{ V}$$

$$R = - \frac{V_{GS_3}}{I_{D_3}} = \frac{- (- 0{,}74)}{2 \text{ mA}} = 370 \ \Omega$$

Se puede adoptar R = 360 Ω.

$$g_{m_0} = - 2 \frac{I_{DSS}}{V_P} = - 2 \frac{5 \text{ mA}}{- 2\text{V}} = \frac{10}{2} \text{ m}\mho = 5 \text{ m}\mho$$

$$g_m = g_{m_0}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = 5 \cdot 10^{-3}\left(1 - \frac{0,74}{2}\right) = 5 \cdot 0,63 \cdot 10^{-3} = 3,15 \cdot 10^{-3}\ \mho$$

$$R_O = r_O\left(1 + g_m \cdot R\right) = 0,5\ M\Omega\left(1 + 3,15 \cdot 10^{-3} \cdot 0,36 \cdot 10^{3}\right)$$

$$R_O = 0,5\ M\Omega \cdot 2,134 \simeq 1\ M\Omega$$

$$I_{D_1} = I_{D_2} = \frac{I_{D_3}}{2} = 1\ mA$$

$$V_{GS_1} = V_{GS_2} = V_P\left(1 - \sqrt{\frac{1}{5}}\right) = -1,12\ V$$

$$V_{S1_T} \simeq -V_{GS_1} = 1,12\ V$$

$$V_{D1_T} = V_{DD} - I_{D_1} \cdot 5,6\ K = 15 - 5,6 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} = 9,4\ V$$

$$V_{DS_1} = V_{DS_2} = V_{D1_T} - V_{S1_T} = 9,4\ V - 1,12\ V \simeq 8,3\ V$$

$$V_{AT} = 1,12\ V$$

$$V_{S3_T} = I \cdot R - V_{EE} = 0,74 - 15\ V = -14,26\ V$$

$$V_{DS_3} = V_{AT} - V_{S3_T} = 1,12\ V - (-14,26) = 15,38\ V$$

Máximas elongaciones de modo común :

$$V_{iC} = \frac{R_G}{R_S + R_G}\ V_C$$

$$I_{D_3} = cte = 2\ mA$$

$$V_{GS_1} = -1,12\ V = cte$$

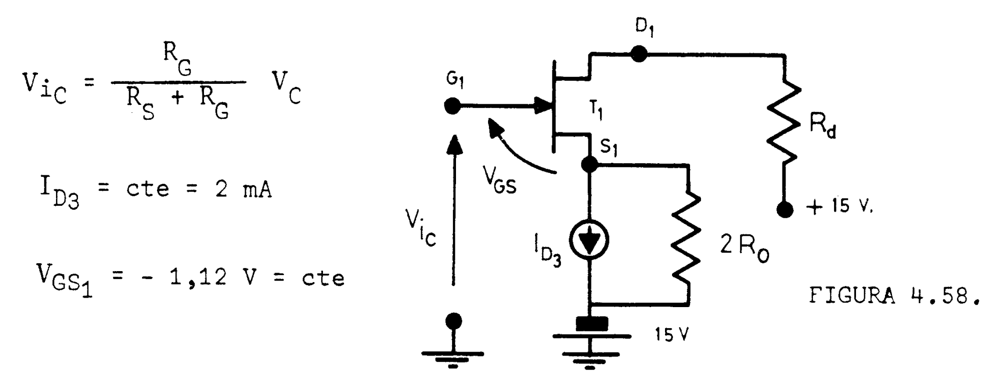


FIGURA 4.58.

De la FIGURA 4.58 :

$$V_{S1_T} = -V_{GS_1} + V_{iC}$$

Por otra parte :

$$|V_{DS_1}| \geq |V_P| - |V_{GS_1}|$$

El $|V_{DS_1}|_{mín} = 2\ V - 1,12 = 0,88\ V$

$$V_{D1_T} = V_{DD} - I_{D_1} \cdot R_C = cte = 9,4\ V$$

$$V_{DS_1} = V_{D1_T} - V_{S1_T} = V_{D1_T} + V_{GS_1} - V_{iC}$$

$$V_{iC} = V_{D1_T} + V_{GS_1} - V_{DS_1}$$

$$V_{iC_{máx}} = V_{D1_T} + V_{GS_1} - V_{D1_{mín}}$$

$$V_{iC_{máx}} = 9{,}4 - 1{,}12 - 0{,}88 = 9{,}4 - 2 = 7{,}4 \text{ V}$$

$V_{D3_T} = V_A = V_{S1_T} = - V_{GS_1} - V_{iC}$ Para la elongación negativa de V_{iC}

$$V_{DS_3} = V_{D3_T} - V_{S3_T} \qquad V_{DS_3} = - V_{GS_1} - V_{iC} - V_{S3_T}$$

$$\therefore \quad V_{iC} = - V_{GS_1} - V_{DS_3} - V_{S3_T}$$

$V_{iC_{máx}}$ se halla para $|V_{DS_3}|_{mín}$:

$$|V_{DS_3}|_{mín} = |V_p| - |V_{GS_3}| = 2 - 0{,}74 = 1{,}26 \text{ V}$$

$$\therefore \quad V_{iC_{máx}} = 1{,}12 - 1{,}26 + 14{,}26 = 14{,}12 \text{ V}$$

$$V_{iC_{máx}} = - 14{,}12 \text{ V}$$

FIGURA 4.59.

4.3. CARACTERISTICA DE TRANSFERENCIA ESTATICA :

Se estudia esta característica porque ella muestra hasta con que valor de tensión se puede excitar el AD.
Se verá que para trabajar dentro de la zona lineal de las características de transferencia sólo se puede excitar con señales diferenciales pequeñas.

4.3.1. DETERMINACION DE LA CARACTERISTICA DE TRANSFERENCIA PARA TRANSISTORES BIPOLARES :

Sea la FIGURA 4.60.(a)

Se sabe que :

$$I_{E_1} = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE_1}}{V_T}} \qquad \text{y} \qquad I_{E_2} = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE_2}}{V_T}}$$

para corrientes de emisor por encima de 1 nA

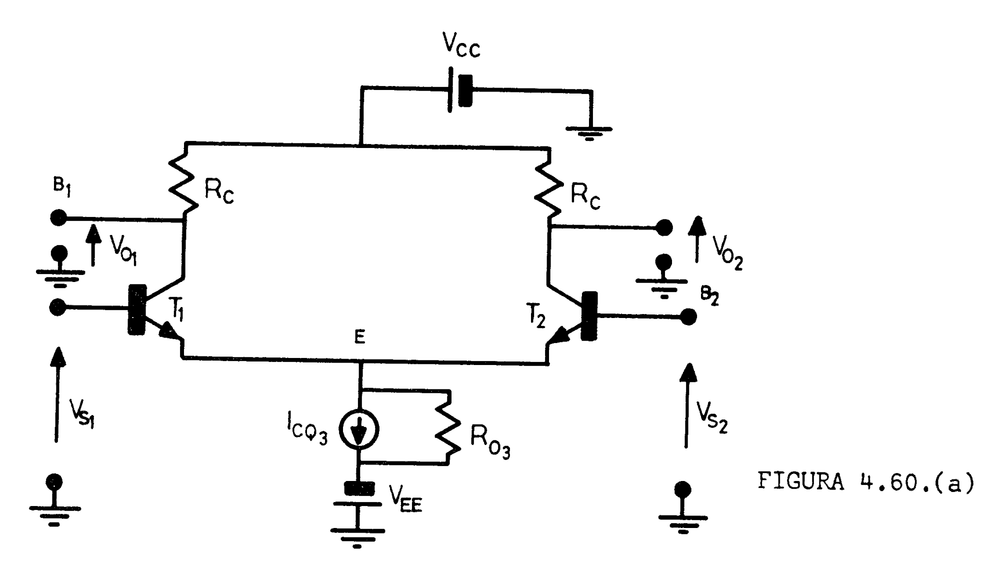


FIGURA 4.60.(a)

Como la corriente de la fuente de corriente constante es la suma de las corrientes de emisor, se tiene :

$$I_{CQ3} = I_{E_1} + I_{E_2} = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE_1}}{V_T}} + I_S \cdot e^{\frac{V_{BE_2}}{V_T}}$$

Sacando factor común a $I_S \cdot e^{\frac{V_{BE_1}}{V_T}}$ se tiene :

$$I_{CQ_3} = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE_1}}{V_T}} \left(1 + e^{\frac{V_{BE_2} - V_{BE_1}}{V_T}} \right) \quad \therefore$$

$$I_{CQ_3} = I_{E_1} \left(1 + e^{\frac{V_{BE_2} - V_{BE_1}}{V_T}} \right) \qquad \{4.82.\}$$

Sea la FIGURA 4.60.(b)

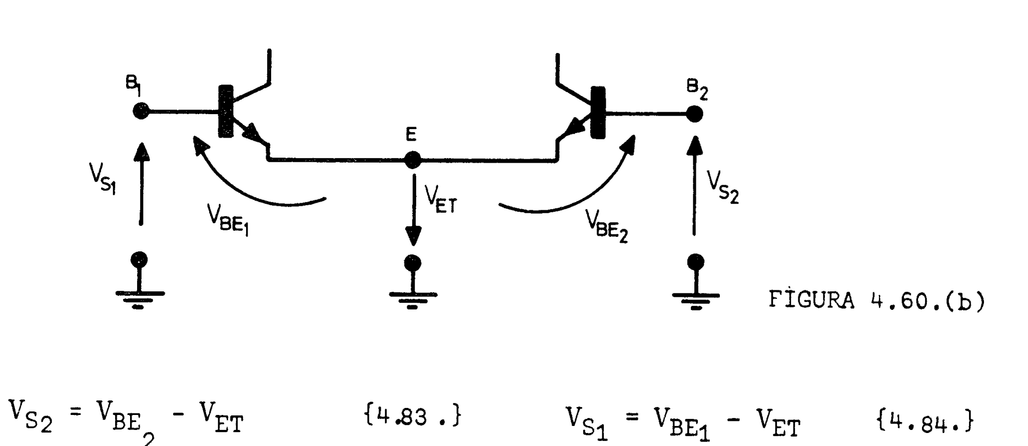


FIGURA 4.60.(b)

$$V_{S_2} = V_{BE_2} - V_{ET} \qquad \{4.83.\}$$

$$V_{S_1} = V_{BE_1} - V_{ET} \qquad \{4.84.\}$$



Restando la ecuación {4.84.} de la {4.83.}, se tiene :

$$V_{S_2} - V_{S_1} = V_{BE_2} - V_{BE_1}$$

Se hace :

$$V_{Sd} = V_{S_2} - V_{S_1} \qquad \{4.85.\}$$

donde V_{Sd} es la diferencia de las señales de entrada sobre las bases de T_1 y T_2.
Reemplazando {4.85.} en la {4.82 }

$$I_{CQ_3} = I_{E_1} \left(1 + e^{\frac{V_{Sd}}{V_T}} \right) \qquad \{4.86.\}$$

Reiterando el procedimiento visto se obtiene :

$$I_{CQ_3} = I_{E_2} \left(1 + e^{-\frac{V_{Sd}}{V_T}} \right) \qquad \{4.87.\}$$

De las ecuaciones {4.86.} y {4.87.}, se obtiene :

$$\frac{I_{E_1}}{I_{CQ_3}} \simeq \frac{I_{C_1}}{I_{CQ_3}} = \frac{1}{1 + e^{\frac{V_{Sd}}{V_T}}} \qquad \{4.88.\}$$

$$\frac{I_{E2}}{I_{CQ_3}} \simeq \frac{I_{C_2}}{I_{CQ_3}} = \frac{1}{1 + e^{-\frac{V_{Sd}}{V_T}}} \qquad \{4.89.\}$$

Representando las ecuaciones {4.88.} y {4.89.} se obtienen las características de transferencia normalizadas.

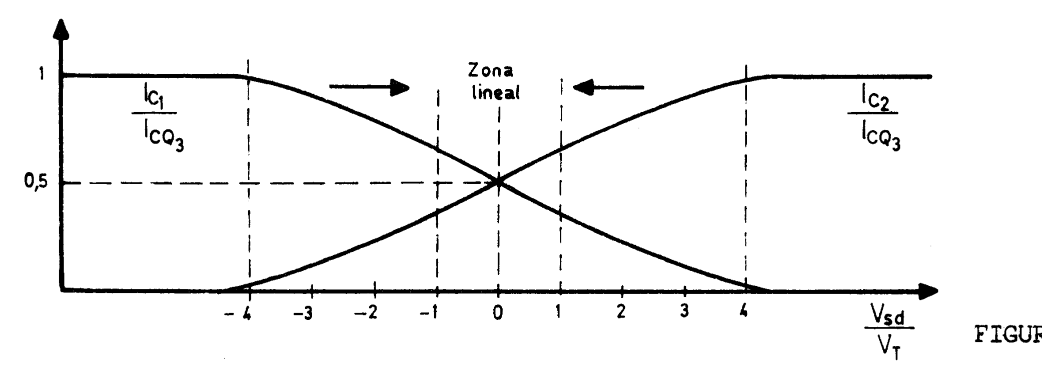


FIGURA 4.61

Las características de transferencia vinculan la corriente de colector con la tensión de entrada diferencial.
Se ve que hay una zona lineal alrededor de : $\frac{V_{Sd}}{V_T} = 0$

Dicha zona está comprendida por:

$$\frac{V_{S_d}}{V_T} = \pm 1 \qquad \therefore \qquad V_{S_d} = \pm V_T = \pm 25 \text{ mV}$$

Es decir que la máxima tensión de entrada diferencial admitida es :

$$V_{S_d} = 25 \text{ mV}$$

La pendiente a las curvas características permite obtener la transconductancia diferencial efectiva :

$$g_{md} = \frac{d\, I_{C_2}}{d\, V_{S_d}} \qquad \{4.90.\}$$

Derivando la ecuación 4.89. se obtiene :

$$g_{md} = \frac{d\, I_{C_2}}{d\, V_{S_d}} = \frac{-\left(-\frac{1}{V_T}\right) \cdot e^{-\frac{V_{Sd}}{V_T}} \cdot I_{CQ_3}}{\left(1 + e^{-\frac{V_{S_d}}{V_T}}\right)^2}$$

$$g_{md} = \frac{I_{CQ3}}{V_T} \cdot \frac{e^{-\frac{V_{S_d}}{V_T}}}{\left(1 + e^{-\frac{V_{S_d}}{V_T}}\right)^2} \qquad \{4.91.\}$$

El valor de la transconductancia es máximo en el punto de inflexión de la característica de transferencia, es decir para $V_{S_d} = 0$.

$$g_{m_{d_M}} = \frac{I_{CQ_3}}{4\, V_T} \qquad \{4.92.\}$$

La transconductancia máxima $g_{m_{d_M}}$ se puede controlar mediante la corriente I_{CQ_3} del generador de corriente (no se modifica la zona lineal). Se puede, entonces, controlar la ganancia del amplificador diferencial mediante la variación de I_{CQ_3}.

De las características de transferencia FIGURA 4.61. se observa que a partir de

$$\frac{V_{S_d}}{V_T} \geq 4 \quad ; \quad I_{CQ_2} \text{ permanece constante.}$$

Por lo tanto, el amplificador diferencial es un limitador natural ya que para entradas mayores que:

$V_{S_d} = \pm 4\, V_T = \pm 100$ mV , no se obtienen aumentos adiciona-

les a la salida.

Como : $d\,I_{C_2} = g_{md} \cdot d\,(V_{S_d})$ y como $g_{md} = f(I_{CQ_3})$ al variar g_{md} a través de I_{CQ_3} se puede obtener un mezclador, modulador, detector de producto, etc.

Para ello basta aplicar una señal en base de T_3 que provoque la variación de I_{CQ_3}.

Dividiendo la ecuación {4.91.} por la ecuación {4.92.}, se tiene :

$$\frac{g_{md}}{g_{md_M}} = \frac{4\,e^{-\frac{V_{S_d}}{V_T}}}{\left(1 + e^{-\frac{V_{S_d}}{V_T}}\right)^2} \qquad \{4.93.\}$$

Se puede representar la ecuación anterior :

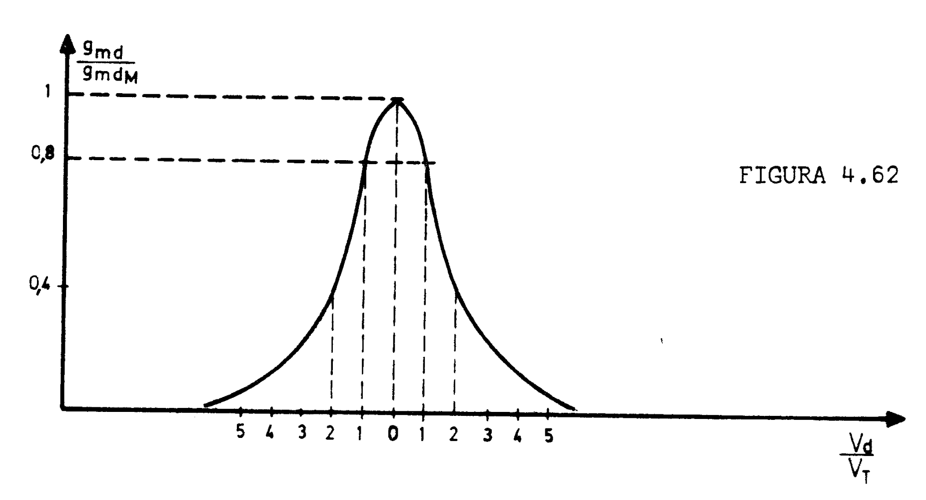


FIGURA 4.62

Dentro del margen de linealidad $\left(\frac{V_{S_d}}{V_T} = \pm 1\right)$, la transconductancia disminuye en un 20 % respecto de g_{md_M}.

Esta variación provocará una alinealidad en el comportamiento del amplificador, ya que la ganancia diferencial varía en función de la señal de entrada diferencial.

Conviene entonces aumentar el rango de linealidad mediante el uso de realimentación negativa en el emisor.

En la FIGURA 4.63. se han agregado dos resistores R_1 y R_2.

Se hace :

$$R_1 = R_2$$

Se demuestra que la transconductancia máxima está dada por la ecuación {4.94.}



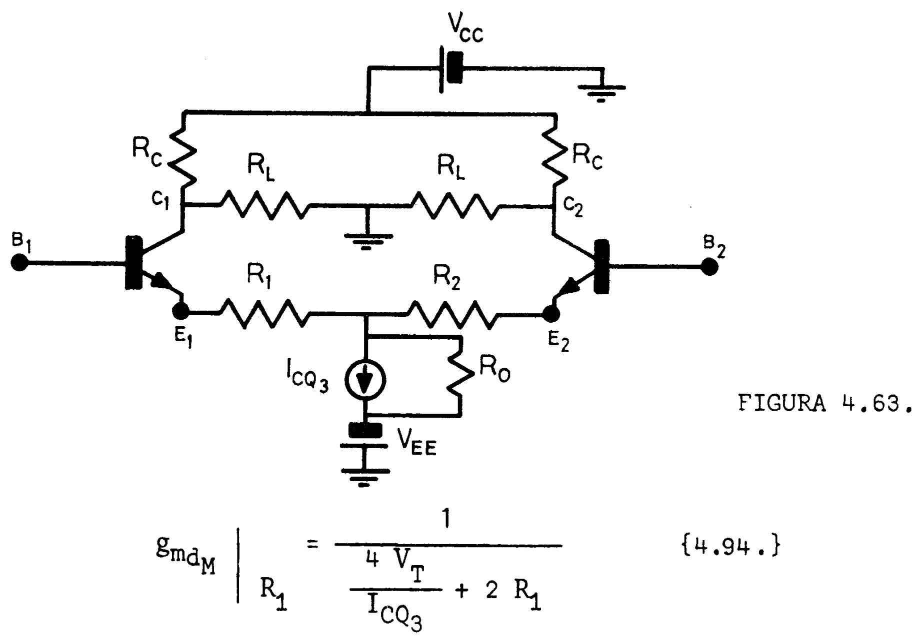


FIGURA 4.63.

$$g_{md_M}\Big|_{R_1} = \frac{1}{\frac{4\,V_T}{I_{CQ_3}} + 2\,R_1} \qquad \{4.94.\}$$

La transconductancia máxima disminuye al aumentar R_1 .
Pero al mismo tiempo mejora la relación

$$\frac{g_{md}}{g_{md_M}}\Big|_{R_1}$$

La disminución de g_{md} ahora es del 20% para :

$$\frac{V_{S_d}}{V_T} = \pm 4 \quad \therefore$$

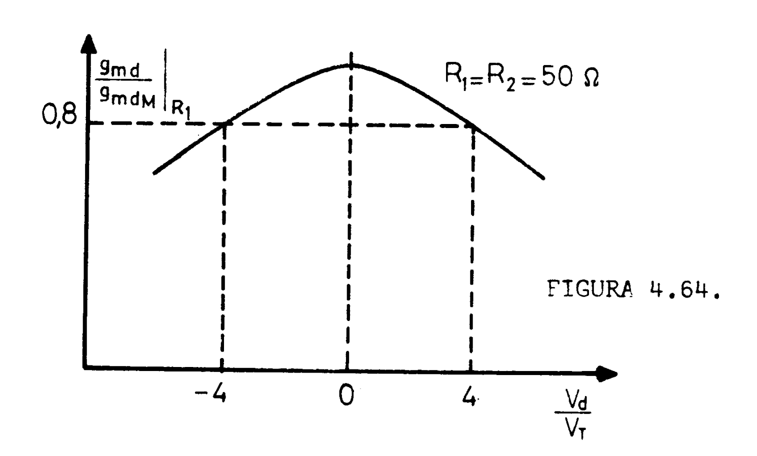


FIGURA 4.64.

$$V_{S_d} = \pm 4\,V_T = \pm 100 \text{ mV}$$

Se puede usar V_{S_d} = 75 mV con muy baja deformación.

4.3.2. DETERMINACION DE LA CARACTERISTICA DE SALIDA :

La señal de salida diferencial está dada por :

$$V_{Od} = V_{Od_2} - V_{Od_1} \qquad \text{(Ver punto 4.2.4.)}$$

$$V_{Od_2} = -\,I_{C2_d} \cdot R_d$$

$$V_{Od_1} = +\,I_{C1_d} \cdot R_d$$

Reemplazando se tiene :

$$V_{Od} = - I_{C2_d} \cdot R_d - I_{C1_d} \cdot R_d \qquad \{4.95\}$$

Reemplazando las ecuaciones {4.88.} y {4.89.} en la ecuación {4.95.} se tiene :

$$V_{Od} = - \frac{I_{CQ3} \cdot R_c}{1 + e^{-\frac{V_{Sd}}{V_T}}} - \frac{I_{CQ3} \cdot R_C}{1 + e^{\frac{V_{Sd}}{V_T}}} \qquad \{4.96\}$$

El gráfico correspondiente a esta ecuación se tiene en la FIGURA 4.65 .

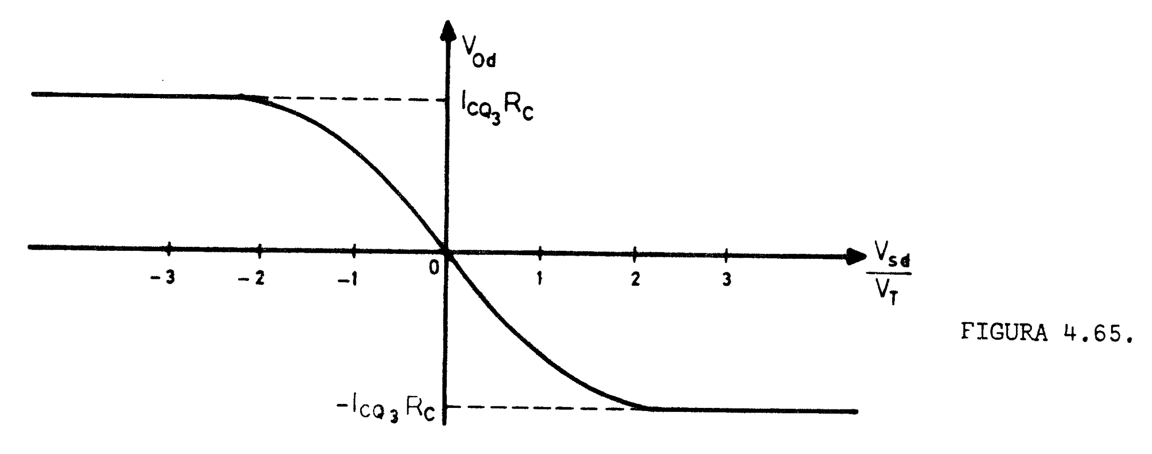


FIGURA 4.65.

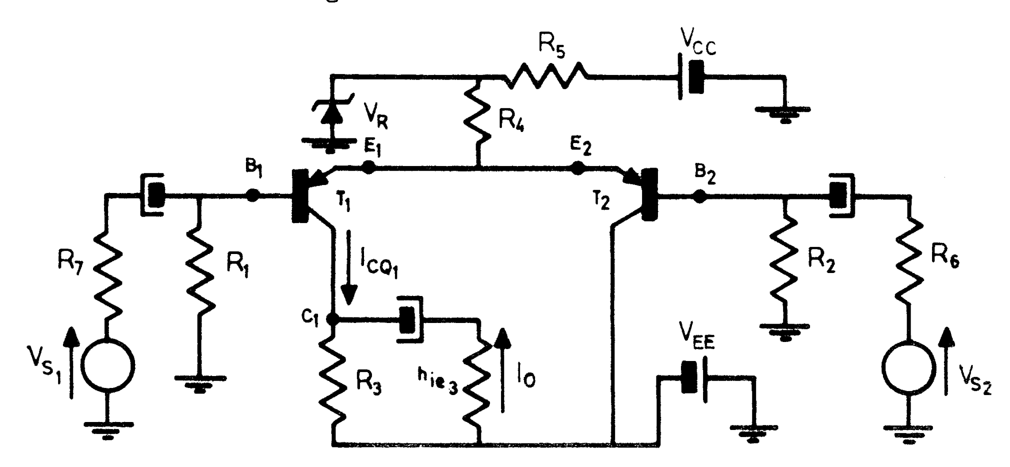
Surge del gráfico {4.65.} como de la ecuación {4.96.} que cuando

$$\frac{V_{Sd}}{V_T} = 0 \qquad \text{resulta} \qquad V_{Od} = 0$$

Entonces podemos acoplar directamente otra etapa diferencial sin introducir tensiones residuales. (OFFSET)

Problema :

Sea la FIGURA siguiente :



Datos: T_1 y T_2) BC 557 $\qquad V_{EE} = 31$ V $\qquad V_{C1_T} = -30{,}25$ V

$V_{S_1} = 100$ mV $\qquad I_O = 0{,}1$ mA $\qquad V_R = 6{,}8$ V



$$V_{R3} = V_{C1_T} - (- V_{EE}) = - 30{,}25 + 31 = 0{,}75\ V$$

$$I_{CQ_1} = \frac{V_{R3}}{R_3} = \frac{750\ mV}{680\ \Omega} \simeq 1{,}1\ mA$$

De la hoja de datos del BC 557 y para $I_{CQ} = 1\ mA$ se obtiene :

$h_{fe_1} = 145$ $\quad h_{ie_1} = 4000\ \Omega$ $\quad h_{FE_1} = 135$

Por lo tanto :

$$I_{B1} = \frac{I_{CQ_1}}{h_{FE1}} = \frac{1{,}1\ mA}{135} = 8{,}14\ \mu A$$

$$V_{B1_T} = R_1 \cdot I_{B1} = 3{,}3 \cdot 10^3 \cdot 8{,}14 \cdot 10^{-6} = 27\ mV$$

$$V_{E1_T} = V_{EB_1} + V_{B1_T} = 700\ mV + 27\ mV = 727\ mV$$

$$I_{CR4} = 2\ I_{CQ1} = 2{,}2\ mA$$

$$R_4 = \frac{V_R - V_{E1_T}}{I_{CR4}} = \frac{6{,}8 - 0{,}727}{2{,}2\ mA} \simeq 2{,}7\ K\Omega$$

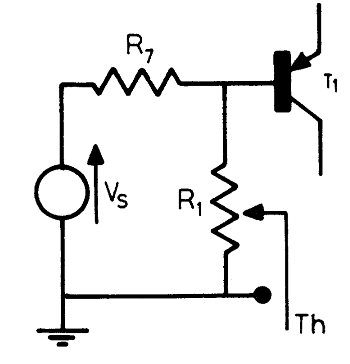
2º) Calcular V_{S_2} para que $I_O = 0{,}1\ mA$ DATO

$$R_d = R_3 \ ||\ h_{ie_3} = 680\ \Omega\ ||\ 250\ \Omega = 183\ \Omega$$

Veamos el circuito de la malla de entrada. En ella aplicamos THEVENIN :

$$R_S = R_1\ ||\ R_7 = 3{,}3\ K\Omega\ ||\ 680\ \Omega = 563\ \Omega$$

$$V_1 = V_{S1} \frac{R_1}{R_1 + R_7} = 100\ mV \frac{3300}{3980} = 83\ mV$$



Se puede hacer el circuito de la FIGURA

De acuerdo al sentido de I_O , V_O debe ser negativa respecto de tierra (Semiciclo rayado).

El sentido de I_O determina el de I_{C_1} (entrante).

Por lo tanto I_{b_1} debe ser también entrante.

Para ello el sentido de $V_d\ /\ 2$ aplicado a T_1 es el indicado en la FIGURA 4.66



(Semiciclo rayado).

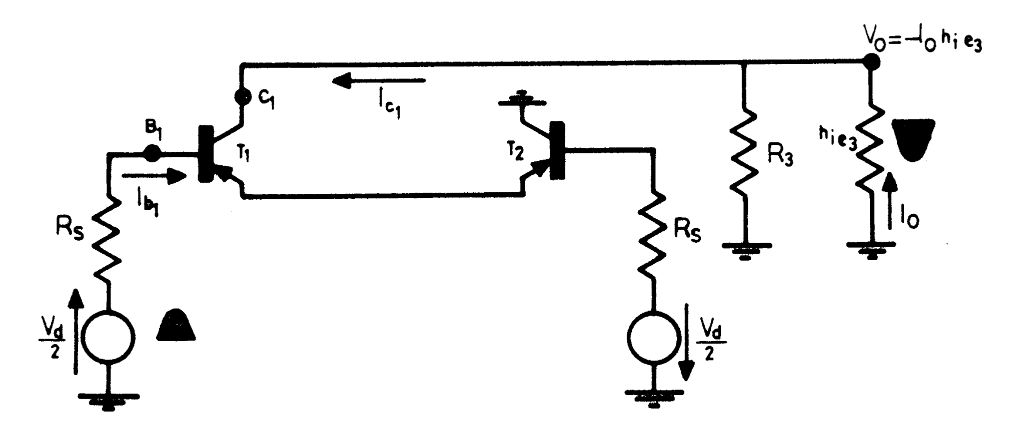


FIGURA 4.66.

Es decir que $V_1 > V_2$ para que V_0 sea negativa.

$$V_0 = - I_0 \cdot h_{ie_3} = - 100 \cdot 10^{-6} \cdot 250 = - 25 \text{ mV}$$

$$V_d = V_1 - V_2 \quad \therefore \quad V_2 = V_1 - V_d$$

$$A_{V_d} = \frac{V_0}{V_d} = \frac{- R_d}{2 h_{ib_1} + 2 \dfrac{R_S}{h_{fe_1}}} \qquad \text{donde :}$$

$$h_{ib_1} = \frac{h_{ie_1}}{h_{fe_1}} = \frac{4000}{145} = 27{,}5 \ \Omega$$

$$A_{V_d} = - \frac{183}{55 + 7{,}76} = - 2{,}9$$

Como :

$$V_d = \frac{V_0}{A_{V_d}} \qquad \text{se tiene :}$$

$$V_d = \frac{- 25 \text{ mV}}{- 2{,}9} = 8{,}62 \text{ mV}$$

$$V_2 = V_1 - V_d = 83 \text{ mV} - 8{,}62 \text{ mV} = 74{,}38 \text{ mV}$$

De acuerdo con la expresión de THEVENIN vista para T_1 y que extendemos a T_2 se tiene :

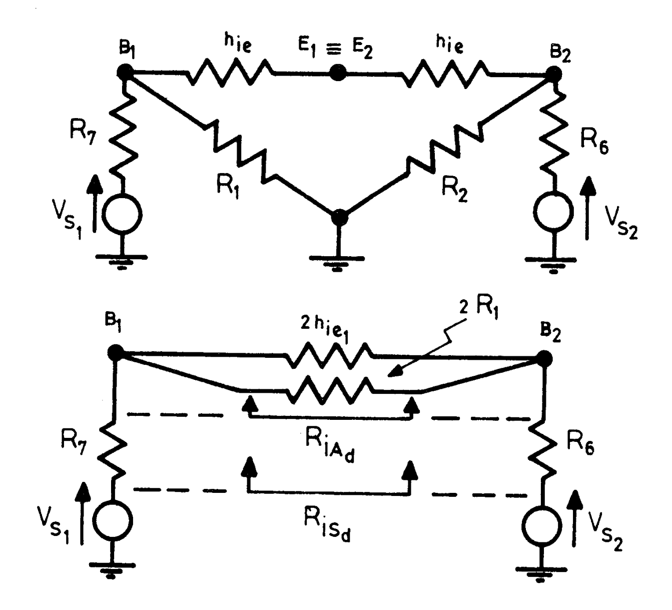
$$V_2 = V_{S_2} \frac{R_2}{R_2 + R_6} \quad \therefore \quad V_{S_2} = \frac{R_2 + R_6}{R_2} V_2$$

$$V_{S_2} = 74{,}38 \text{ mV} \ \frac{3300 + 680}{3300} = 74{,}38 \ \frac{3980}{3300} = 89{,}7 \text{ mV}$$

3º) Calcular R_{iA_d} y R_{iS_d} :

Volviendo a la figura inicial se tiene :





$R_{iAd} = 2\ h_{ie_1}\ ||\ 2\ R_1 = 8000\ \Omega\ ||\ 6600\ \Omega \simeq 3{,}6\ K\Omega$

$R_{iSd} = 2\ R_7 + R_{iA_d} = 2\ .\ 680\ \Omega + 3600\ \Omega = 4{,}96\ K\Omega$

4.3.3. DETERMINACION DE LA CARACTERISTICA DE TRANSFERENCIA PARA TRANSISTORES UNIPOLARES :

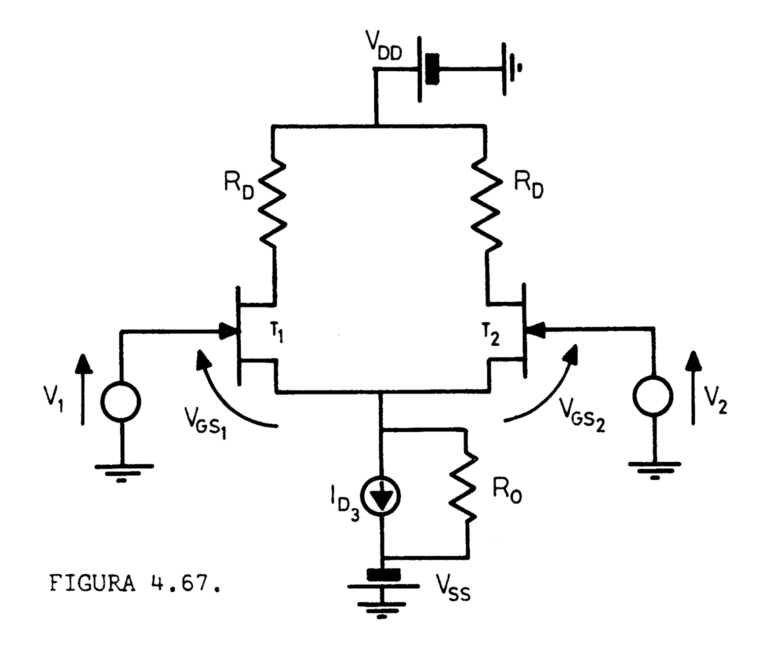


FIGURA 4.67.

En cada transistor se tiene :

$$I_D = I_{DSS}\ (\ 1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\ )^2 \quad \therefore \quad V_{GS} = V_P\ (\ 1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\ )$$



También :

$$I_{D3} = I_{D1} + I_{D2} \qquad \{4.97.\}$$

En la malla de entrada :

$$V_1 - V_{GS_1} + V_{GS_2} - V_2 = 0 \quad \therefore \quad V_1 - V_2 = V_{GS_1} - V_{GS_2}$$

$$V_1 - V_2 = V_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D_1}}{I_{DSS}}} \right) - V_P \left(1 - \sqrt{\frac{I_{D_2}}{I_{DSS}}} \right)$$

$$V_1 - V_2 = V_P \left(- \sqrt{\frac{I_{D_1}}{I_{DSS}}} + \sqrt{\frac{I_{D_2}}{I_{DSS}}} \right) = V_d \qquad \{4.98.\}$$

De las ecuaciones {4.97.} y {4.98.} se obtiene :

$$y_1 = \frac{I_{D1}}{I_{D3}} = \frac{1}{2} \left\{ 1 + X.\sqrt{2 \frac{I_{DSS}}{I_{D3}} - \left(\frac{I_{DSS}}{I_{D3}} \right)^2 . X^2} \right\} \qquad \{4.99.\}$$

$$y_2 = \frac{I_{D2}}{I_{D3}} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - X.\sqrt{2 \frac{I_{DSS}}{I_{D3}} - \left(\frac{I_{DSS}}{I_{D3}} \right)^2 . X^2} \right\} \qquad \{4.100.\}$$

donde :

$$X = \frac{V_d}{V_p}$$

Representamos y_1 e y_2 en función de X tomando a $\frac{I_{DSS}}{I_{D3}}$ como parámetro.

Supongamos : $\frac{I_{DSS}}{I_{D3}} = 1$. Queda :

$$y_1 = \frac{1}{2} \left\{ 1 + X \sqrt{2 - X^2} \right\}$$

$$y_2 = \frac{1}{2} \left\{ 1 - X \sqrt{2 - X^2} \right\}$$

Si $X = 1$ resulta $X . \sqrt{2-X^2} = 1$ y por consiguiente $y_2 = 0$ e $y_1 = 1$.

Las ecuaciones anteriores se hacen lineales cuando $\sqrt{2 - X^2} \rightarrow \sqrt{2}$. Queda :

$$y_1 = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \sqrt{2} . X \right\}$$

$$y_2 = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sqrt{2} . X \right\}$$

Para X entre $\pm$ 0,316

Consideramos la situación como lineal cuando : $X^2 \leq \frac{2}{20} \quad \therefore \quad X^2 \leq 0{,}1$

$$\therefore \quad X = 0{,}316$$

Consideramos la transferencia lineal entre $X = -0{,}316$ y $X = +0{,}316$

Supongamos : $\frac{I_{DSS}}{I_{D3}} = 2$. Queda :

$$y_1 = \frac{1}{2} \{ 1 + X . \sqrt{4 - 4 X^2} \}$$

$$y_2 = \frac{1}{2} \{ 1 - X . \sqrt{4 - 4 X^2} \}$$

$$y_1 = \frac{1}{2} \{ 1 + 2 X \sqrt{1 - X^2} \}$$

$$y_2 = \frac{1}{2} \{ 1 - 2 X \sqrt{1 - X^2} \}$$

La transferencia es lineal cuando : $\sqrt{1 - X^2} \rightarrow \sqrt{1}$

$X^2 \leq \frac{1}{20}$ $\qquad X^2 \leq 0{,}05$ $\qquad X = \sqrt{0{,}05} = 0{,}2236$

La transferencia es lineal entre $X = -0{,}2236$ y $X = +0{,}2236$.

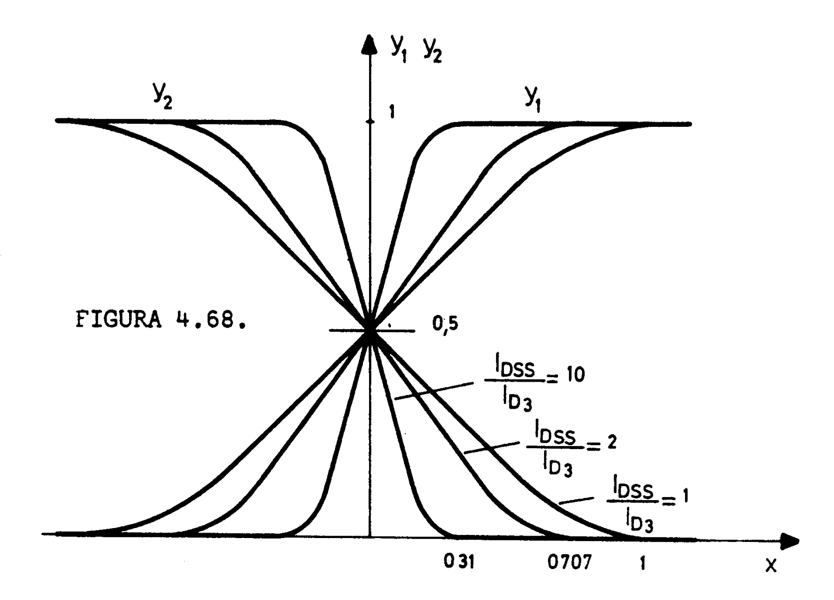


FIGURA 4.68.

$y_2 = 0$ cuando $2 X \sqrt{1 - X^2} = 1$

Lo cual se obtiene con $X = 0{,}707$.

$$2 . 0{,}707 \sqrt{1 - 0{,}5} = 1{,}414 \sqrt{0{,}5} = 1{,}414 . 0{,}707 \simeq 1$$

En la zona lineal :

$$y_1 = \frac{1}{2}\{1 + 2X\}$$

$$y_2 = \frac{1}{2}\{1 - 2X\}$$

Para X entre $\pm$ 0,2236

Para

$$\frac{I_{DSS}}{I_{D3}} = 10 \quad \text{se tiene :}$$

$$y_1 = \frac{1}{2}\{1 + X\sqrt{20 - 100X^2}\}$$

$$y_2 = \frac{1}{2}\{1 - X\sqrt{20 - 100X^2}\}$$

$y_2 = 0$ cuando : $X\sqrt{20 - 100X^2} = 1$

Se obtiene para $X = 0{,}31$

$$0{,}31\sqrt{20 - 100(0{,}31)^2} = 0{,}31\sqrt{20 - 9{,}61} = 0{,}31\sqrt{10{,}39} = 0{,}31 \cdot 3{,}22 \simeq 1$$

Si $X = 0{,}1$ resulta $\sqrt{20 - 100X^2} = \sqrt{20 - 1}$, y por lo tanto se puede considerar la transferencia lineal para valores de X entre $\pm$ 0,1 .

$$y_1 = \frac{1}{2}\{1 + \sqrt{20}\,X\}$$

$$y_2 = \frac{1}{2}\{1 - \sqrt{20}\,X\}$$

Para X entre $\pm$ 0,1

El valor más pequeño de X que da transferencia lineal se obtiene para :

$$\frac{I_{DSS}}{I_{D3}} = 10$$

Ese valor es $X = \pm 0{,}1$

Como : $X = \frac{V_d}{V_P}$, resulta : $V_d = \pm 0{,}1\, V_P$

Como V_P esta comprendida generalmente entre 2 y 5 V se obtienen tensiones de entrada del orden de :

$$V_d = \pm\ 200 \text{ mV} \quad \text{hasta} \quad V_d = \pm\ 500 \text{ mV}$$

El diferencial con FET admite una tensión de entrada mucho mayor que el diferencial bipolar dentro de la zona lineal.
En comparación con el diferencial bipolar (para la misma corriente contínua de operación) el diferencial unipolar tiene menor ganancia por ser su transconductancia mucho menor.
Las ganancias de modo común son similares. Por lo tanto el ρ del unipolar es inferior al del bipolar.





4.4.1. ANALISIS DEL DIFERENCIAL INTEGRADO CA 3000 :

Sea la FIGURA 4.69. correspondiente al integrado CA 3000 :

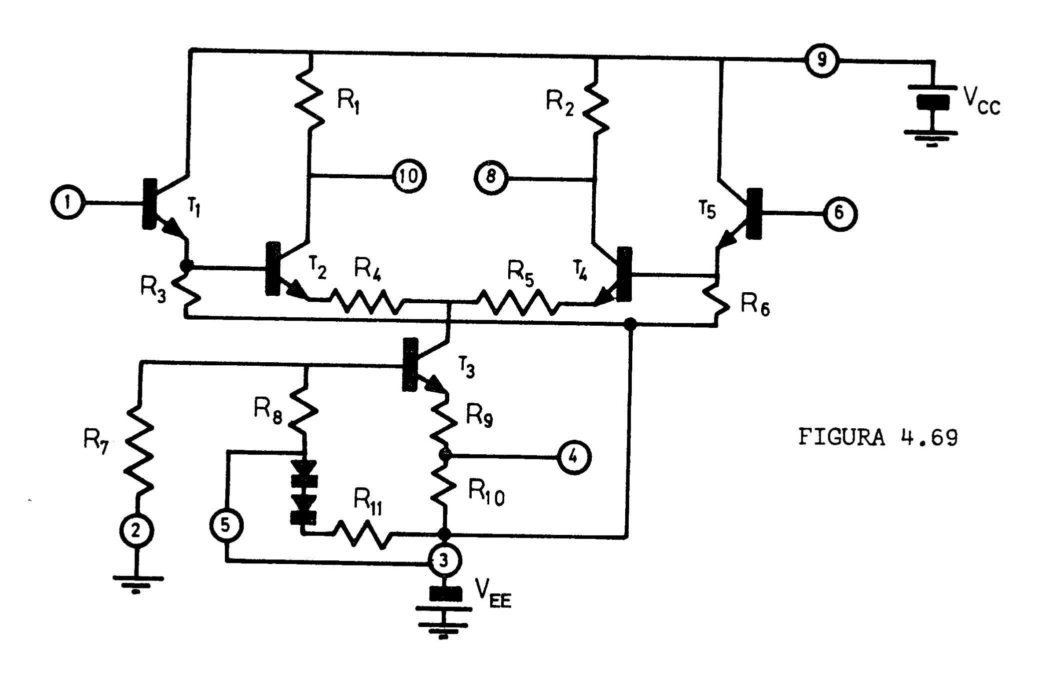


FIGURA 4.69

Existen distintas posibilidades de conectar la fuente de corriente constante (T_3)
En la FIGURA se ha unido el terminal 5 al terminal 3 poniendo en corto R_{11} y los diodos de compensación.
Se ha conectado el terminal 2 a tierra, el terminal 3 a la fuente negativa V_{EE} y el terminal 9 a la fuente positiva V_{CC} .
1 y 6 son los terminales de entrada y 8 y 10 los terminales de salida.

DATOS :

$V_{CC} = V_{EE} = 6$ V	$R_1 = R_2 = 8$ KΩ	$R_3 = R_6 = 4{,}8$ KΩ
$R_4 = R_5 = 50$ Ω	$R_7 = 5$ KΩ	$R_8 = 2{,}8$ KΩ
$R_9 = 1$ KΩ	$R_{10} = 2$ KΩ	$R_{11} = 2{,}2$ KΩ

Se supone :

$$h_{fe} = h_{FE} \approx 40$$

V_{CC} y $V_{EE} < 10$ V que es la máxima tensión de fuente especificada.

Se estudiará primero la parte de continua

Redibujamos el circuito correspondiente al generador de corriente. FIGURA 4.70.

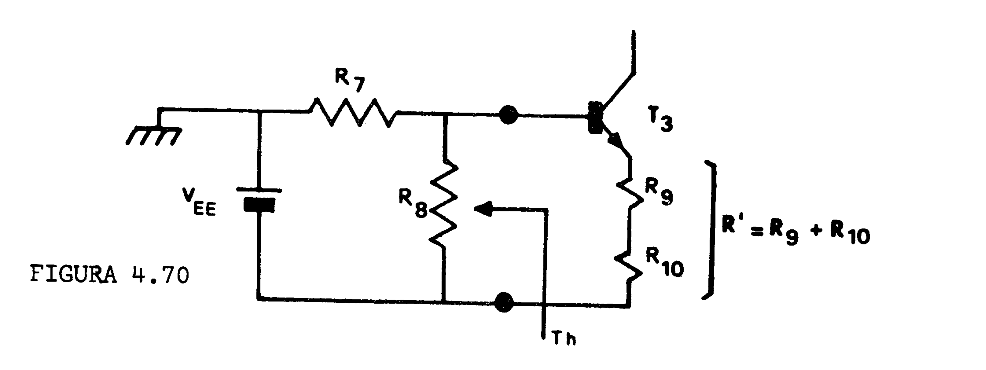


FIGURA 4.70

4-59



Aplicando THEVENIN se tiene :

$$V_T = V_{EE} \frac{R_8}{R_7 + R_8} = 6 \frac{2,8\ K\Omega}{2,8\ K\Omega + 5\ K\Omega}\ 2,15\ V$$

$$R_T = R_7 \ || \ R_8 = 1,8\ K\Omega$$

$$R' = R_9 + R_{10} = 1\ K\Omega + 2\ K\Omega = 3\ K\Omega$$

$$I_{CQ3} = \frac{V_T - V_{BE}}{R' + \frac{R_T}{h_{FE}}} = \frac{2,15 - 0,7}{3000 + \frac{1800}{40}} = \frac{1,45\ V}{3045\Omega} = 0,476\ mA$$

$$I_{CQ_2} = I_{CQ_4} = \frac{I_{CQ_3}}{2} = \frac{0,476}{2} = 0,238\ mA$$

$$V_{10_T} = V_{CC} - I_{CQ_2} \cdot R_1 = 6 - 0,238 \cdot 10^{-3} \cdot 8 \cdot 10^3 = 4,1\ V$$

En la hoja de datos del CA 3000 se especifica un valor de 4,3 V.
Sea la FIGURA 4.71.

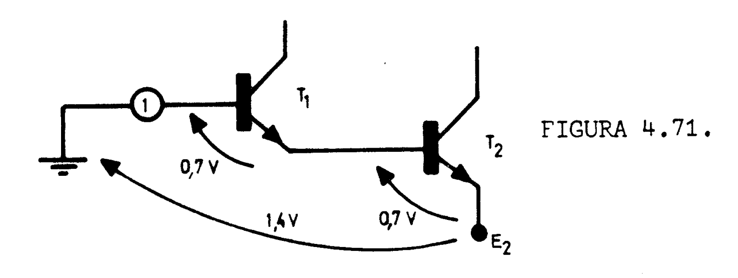


FIGURA 4.71.

$$V_{E2T} = -\ 2\ V_{BE} = -\ 1,4\ V$$

La base de T_1 retorna a masa a través del generador de excitación. Suponemos pequeña la caída en su resistencia interna.

$$V_{CEQ_2} = V_{CEQ_4} = V_{10_T} - V_{E2T} = 4,1 - (-\ 1,4) = 5,5\ V$$

$$I_{B_2} = I_{B_4} = \frac{I_{CQ_2}}{h_{FE}} = \frac{0,238\ mA}{40} \simeq 6\ \mu A$$

Sea la FIGURA 4.72.

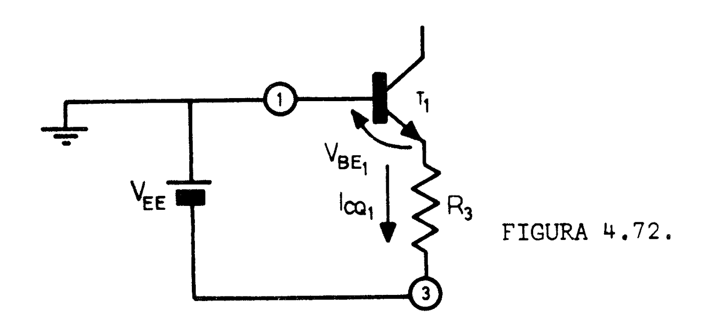


FIGURA 4.72.

De la FIGURA, se tiene :

$$V_{EE} = V_{BE_1} + I_{CQ_1} \cdot R_3 \quad \therefore$$

$$I_{CQ_1} = I_{CQ_5} = \frac{V_{EE} - V_{BE1}}{R_3} = \frac{6 - 0,7}{4800} = 1,1 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ1} = V_{CEQ5} = V_{CC} - V_{E1_T} = 6 - (-0,7) = 6,7 \text{ V}$$

Circuito dinámico:

Sea la FIGURA 4.73.

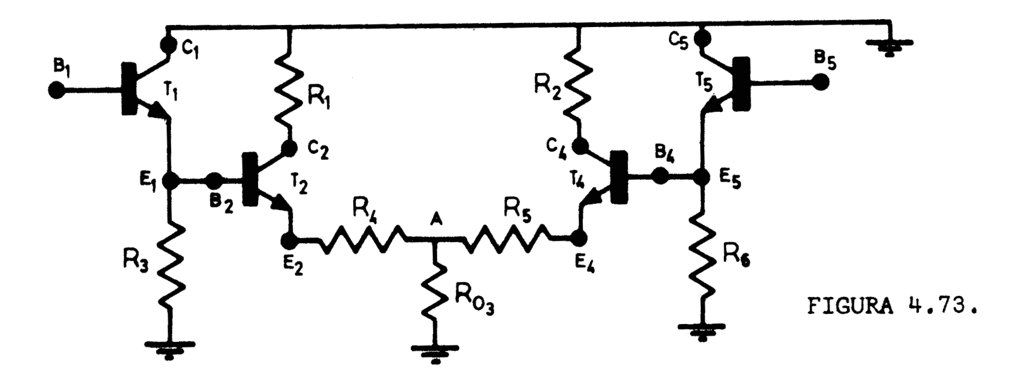


FIGURA 4.73.

El amplificador diferencial propiamente dicho es el constituído por los transistores T_2 y T_4.
Desde el punto de vista "diferencial" R_{03} se comporta como un corto y el punto A es una tierra virtual.
La resistencia de entrada diferencial es la que existe entre las bases B_1 y B_5.
El transistor T_1 funciona en la configuración de colector común con el objeto de aumentar la resistencia de entrada diferencial.
T_1 está cargado con la resistencia R_3 en paralelo con la resistencia de entrada del transistor T_2.
T_2 está cargado con R_4 ya que A es una tierra virtual.
Sea la FIGURA 4.74 .

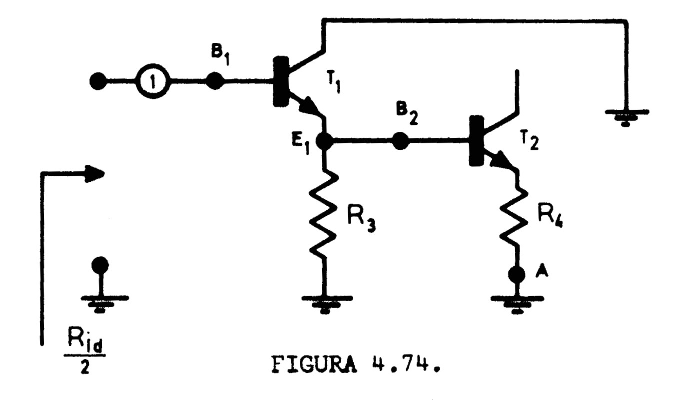


FIGURA 4.74.

Reemplazando T_2 se tiene la FIGURA 4.75 .



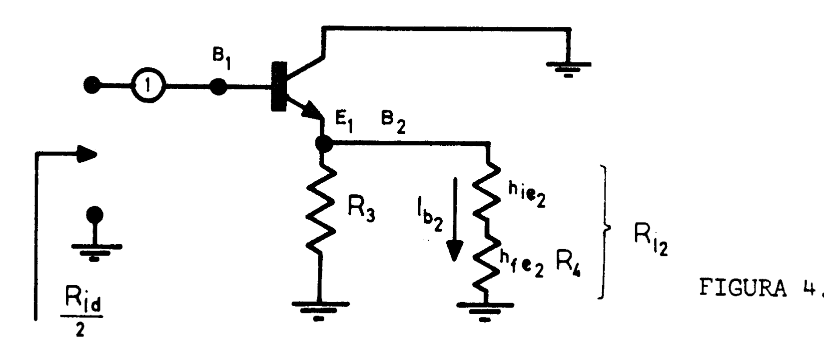


FIGURA 4.75.

Se hace :

$$R_{d1} = R_3 \; || \; (h_{ie_2} + h_{fe_2} \cdot R_4) = R_3 \; || \; R_{i2}$$

$$h_{ie_2} = \frac{h_{fe_2}}{g_{m2}} = \frac{40}{40 \cdot 0{,}238 \cdot 10^{-3}} = 4200 \; \Omega$$

$$R_{i2} = h_{ie_2} + h_{fe_2} \cdot R_4 = 4200 + 40 \cdot 50 = 6200 \; \Omega$$

$$R_{d1} = R_3 \; || \; R_{i2} = 4{,}8 \; K\Omega \; || \; 6{,}2 \; K\Omega = 2{,}7 \; K\Omega$$

$$h_{ie_1} = \frac{h_{fe_1}}{g_{m1}} = \frac{40}{40 \cdot 1{,}1 \cdot 10^{-3}} \simeq 910 \; \Omega$$

$$\frac{R_{id}}{2} = h_{ie_1} + h_{fe_1} \cdot R_{d1} = 910 + 40 \cdot 2700 \simeq 109 \; K\Omega$$

$$R_{id} = 2 \cdot 109 \; K\Omega = 218 \; K\Omega$$

La especificación contenida en la hoja de datos es de $R_{id} = 200 \; K\Omega$

Veamos la ganancia diferencial :

En la FIGURA 4.76. se observa que $h_{fe_1} \cdot R_{d1} >> h_{ie_1}$

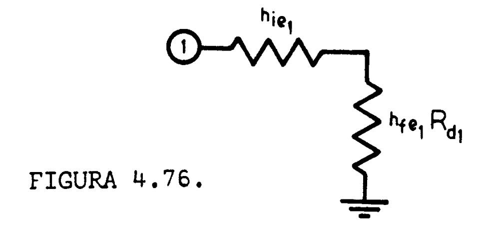


FIGURA 4.76.

Por lo tanto :

$$A_{V1} = \frac{h_{fe_1} \cdot R_{d1}}{h_{ie_1} + h_{fe_1} \cdot R_{d1}} \simeq 1$$

Por lo tanto, la etapa de entrada de CC no introduce ganancia de tensión y su objetivo es aumentar la resistencia de entrada diferencial sin modificar la ganancia diferencial dada por T_2 y T_4 .

Sea la FIGURA 4.77.

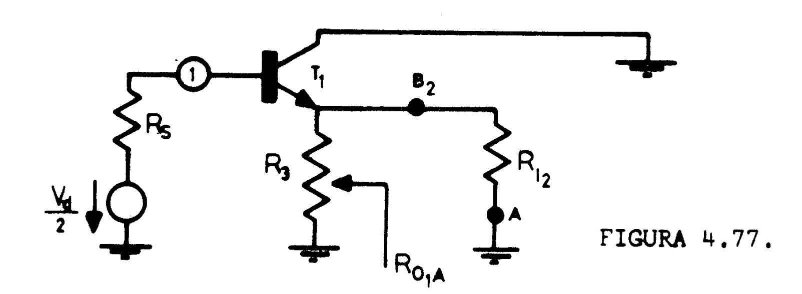


FIGURA 4.77.

$$R_{i_2} = h_{ie_2} + h_{fe_2} \cdot R_4$$

Para hallar R_{O1A} ponemos T_1 a nivel de I_{e1}.

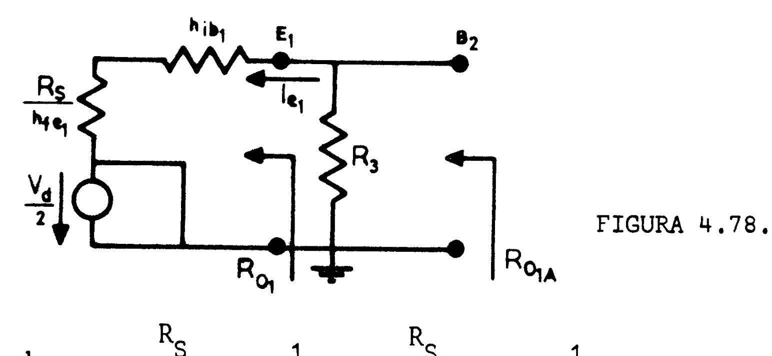


FIGURA 4.78.

$$R_{O1} = \frac{R_S}{h_{fe_1}} + h_{ib_1} = \frac{R_S}{h_{fe_1}} + \frac{1}{g_{m_1}} = \frac{R_S}{h_{fe_1}} + \frac{1}{40 \ I_{CQ_1}}$$

Suponemos $R_S = 80 \ \Omega$, se tiene :

$$R_{O1} = \frac{80 \ \Omega}{40} + \frac{1}{40 \ . \ 1{,}1 \ . \ 10^{-3}} \cong 25 \ \Omega$$

$$R_{O1A} = R_{O1} \ || \ R_3 = 25 \ \Omega \ || \ 4800 \ \Omega \simeq 25 \ \Omega \simeq R_{O1}$$

Entonces la B_2 se excita con $V_d / 2$ que posee una resistencia en serie igual a R_{O1} . Ver FIGURA 4.79.

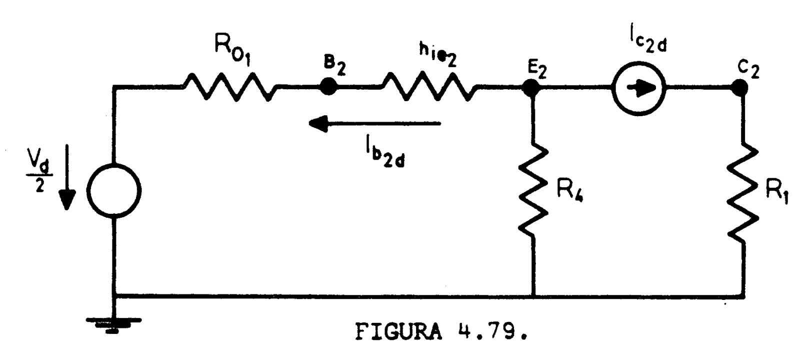


FIGURA 4.79.

Pasando la malla de entrada a nivel de I_{b2d}:

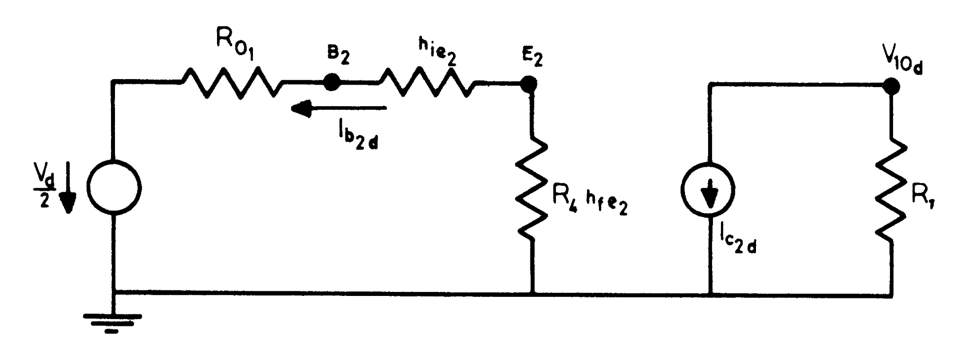


FIGURA 4.80.

De la FIGURA 4.80.

$$V_{10_d} = - I_{c2_d} \cdot R_1$$

Pasando la malla de entrada a nivel de I_{c2d}:

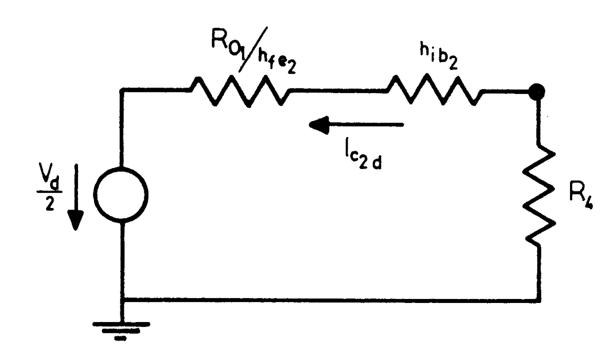


FIGURA 4.81.

De la FIGURA 4.81.

$$I_{c2d} = \frac{V_d}{2\left(\frac{R_{01}}{h_{fe_2}} + h_{ib_2} + R_4\right)}$$

$$\therefore \quad V_d = I_{c2d}\left(2\,\frac{R_{01}}{h_{fe_2}} + h_{ib_2} + R_4\right)$$

Dividiendo V_{10_d} por V_d se tiene :

$$Av_S = \frac{- R_1}{2\left(\frac{R_{O_1}}{h_{fe_2}} + h_{ib_2} + R_4\right)}$$

El signo menos surge de que V_{10_d} y V_d tienen fases opuestas.

$$h_{ib_2} = \frac{1}{g_{m2}} = \frac{1}{40 \cdot 0{,}238 \cdot 10^{-3}} = 105\ \Omega$$

$$A_{V_d} = -\frac{8 \cdot 10^3}{2\left(\frac{25}{40} + 105 + 50\right)} = -\frac{4 \cdot 10^3}{155{,}6} = -25{,}7$$

En dB se tiene :

$$20\ \log_{10} 25{,}7 = 20 \cdot 1{,}4 = 28\ \text{dB} \quad \text{(Hoja de datos 27,3 dB)}$$

4.4.2. ANALISIS DE LA ETAPA DIFERENCIAL DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL 741 :

FIGURA 4.82.



$V_{CC} = V_{EE} = 15$ V $R_1 = 39$ KΩ $R_2 = 5$ KΩ $R_3 = 50$ KΩ

$R_{10} = R_{11} = 1$ KΩ R_{i2} = resistencia de entrada de la etapa siguiente = 5,66 MΩ

$R_{12} = 50$ KΩ

Polarización :

$$V_{CC} + V_{EE} = V_{EB_3} + I_{R_1} \cdot R_1 + V_{BE_1}$$

$$\therefore \quad I_{R_1} = \frac{V_{CC} + V_{EE} - V_{EB_3} - V_{BE_1}}{R_1} = \frac{30 - 1,2}{39 \cdot 10^3} \simeq 0,74 \text{ mA}$$

Los transistores T_1 y T_3 están conectados como diodos. Se toma :

$$V_{EB_3} = V_{BE_1} = 0,6 \text{ V}$$

$I_{CQ_1} \simeq I_{R_1}$ (despreciando I_{B_1}) $I_{CQ_1} = 0,74$ mA

Como : $I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$ resulta $V_{BE} = V_T \, \ell n \frac{I_C}{I_S}$

Recorriendo la malla de entrada de T_1 y T_2 se tiene :

$$V_{BE_1} = V_{BE_2} + I_{CQ_2} \cdot R_2$$

Una fuente de este tipo se denomina de WIDLAR.

En serie con V_{BE_2} aparece R_2 que se usa para obtener un valor pequeño de la corriente de trabajo I_{CQ_2} .

$$V_T \, \ell n \frac{I_{CQ_1}}{I_S} = V_T \, \ell n \frac{I_{CQ_2}}{I_S} + I_{CQ_2} \cdot R_2$$

$$V_T \left\{ \ell n \frac{I_{CQ_1}}{I_S} - \ell n \frac{I_{CQ_2}}{I_S} \right\} = I_{CQ_2} \cdot R_2$$

$$V_T \, \ell n \frac{I_{CQ_1}}{I_{CQ_2}} = I_{CQ_2} \cdot R_2$$

$$25 \cdot 10^{-3} \cdot \ell n \frac{0,74 \cdot 10^{-3}}{I_{CQ_2}} = I_{CQ_2} \cdot R_2$$

Damos valores a I_{CQ_2} hasta que se Verifique la igualdad :

Si :

$I_{CQ_2} = 18$ μA se tiene :

$$25 \cdot 10^{-3} \ \ell n \frac{0{,}74 \cdot 10^{-3}}{0{,}018 \cdot 10^{-3}} = 25 \cdot 10^{-3} \ \ell n \ 41 \simeq 93 \text{ mV}$$

$$I_{CQ_2} \cdot R_2 = 18 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3 = 90 \text{ mV}$$

Podemos aceptar $I_{CQ2} = 18\ \mu A$ como resultado válido.

$$I_{CQ_2} = I_{CQ_4} + I_{B8} + I_{B9} \simeq I_{CQ_4} = 18\ \mu A -$$

Como $V_{EB_4} = V_{EB_5}$ resulta $I_{CQ_5} = I_{CQ_4} = 18\ \mu A$

T_6 y T_7 conducen la mitad de I_{CQ_5}.

$$I_{CQ_6} = I_{CQ_7} = \frac{I_{CQ_5}}{2} = 9\ \mu A$$

$$I_{E_6} = I_{B_6} + I_{CQ_6} \simeq I_{CQ_6}$$

$I_{E_8} \simeq I_{CQ_6}$ $\therefore$ $I_{CQ_8} = I_{E_8}$ despreciando I_B

Por lo tanto :

$$I_{CQ_8} = I_{CQ_9} = 9\ \mu A$$

T_{10} y T_{11} actúan como cargas en lugar de las resistencias habituales. Son por lo tanto cargas activas.
Sus corrientes de colector estáticas son :

$$I_{CQ_{10}} = I_{CQ_8} - I_{B_{12}} \simeq I_{CQ_8} = 9\ \mu A$$

$I_{CQ_{11}} = I_{CQ_9} = 9\ \mu A$, ya que para la contínua lo que se desprecia es la corriente de base de un colector común que da lugar a la resistencia dinámica R_{i2}.

$$V_{R_{12}} = V_{BE_{10}} + I_{CQ_{10}} \cdot R_{10}$$

$$V_{R_{12}} = 0{,}6 + 9 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 = 0{,}609 \text{ V}$$

$$I_{CQ_{12}} = \frac{V_{R_{12}}}{R_{12}} = \frac{0{,}609}{50 \cdot 10^3} \simeq 12\ \mu A$$

T_{12} proporciona las corrientes de base $I_{B_{10}}$ e $I_{B_{11}}$ necesarias para que T_{10} y T_{11} tengan las $I_{CQ_{10}}$ e $I_{CQ_{11}}$, ya vistas.

$I_{CQ_{12}}$ depende prácticamente de la $V_{BE_{10}}$. Es por lo tanto independiente de las variaciones de la fuente de alimentación.

Análisis dinámico :

Los transistores T_8 y T_9 tienen conectada la fuente de corriente constante (I_{CQ_2}) entre sus bases y la fuente de alimentación V_{EE}. FIGURA 4.83.



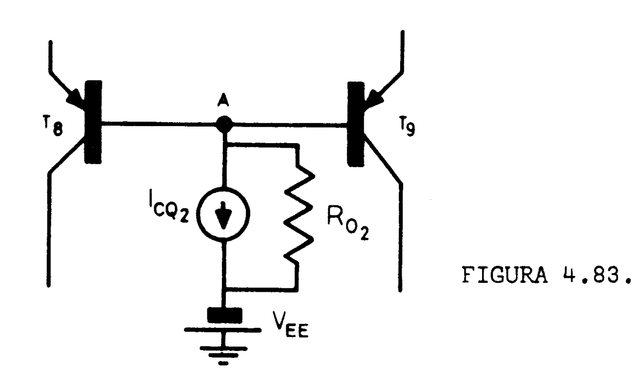


FIGURA 4.83.

Dinámicamente, el punto A será una tierra virtual cuando se analiza la entrada excitando con generadores diferenciales.

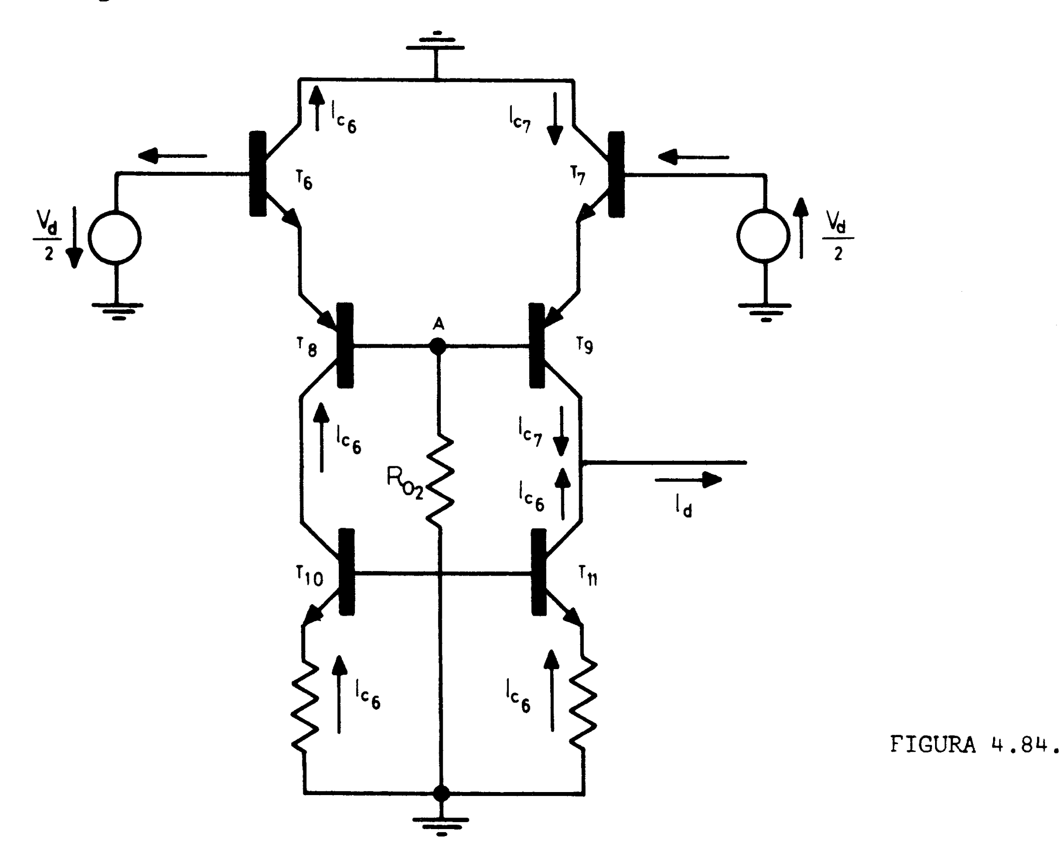


FIGURA 4.84.

R_{O2} es la resistencia de salida dinámica de T_2.

Los colectores de T_6 y T_7 están conectados a masa ya que se desprecia la resistencia dinámica del transistor que está conectado como diodo. (T_5)

La corriente I_d es la que va a la carga.

$$I_{c10} = I_{c6} \quad \text{si se desprecia la corriente de base.}$$

Como :

$$I_{c11} = I_{c10} \quad (T_{10} \text{ y } T_{11} \text{ son espejos}), \text{ resulta :}$$

$$I_{c11} = I_{c6}$$

Por lo tanto $I_d = I_{c6} + I_{c7}$

Como el circuito analizado es el circuito con excitación diferencial se puede poner :

$$I_d = I_{c6_d} + I_{c7_d}$$

Podemos representar la etapa de la siguiente forma :

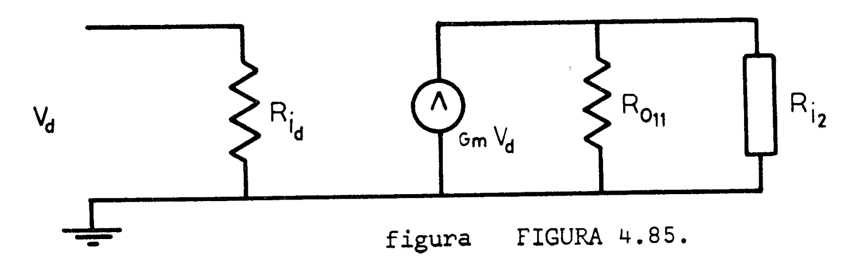
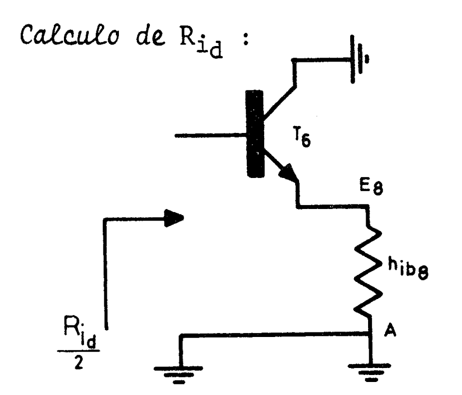


figura FIGURA 4.85.

Calculo de R_{i_d} :



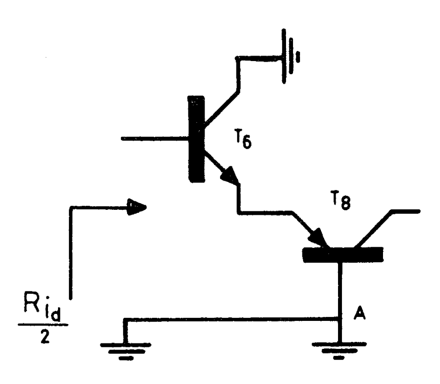


FIGURA 4.86.(a)

FIGURA 4.86.

$$\frac{R_{i_d}}{2} = h_{ie_6} + h_{fe_6} \cdot h_{ib_8}$$

$$h_{ie_6} \simeq r_{be_6} = \frac{h_{fe_6}}{g_{m_6}} \qquad h_{ib_8} = \frac{h_{ie_8}}{h_{fe_8}} \simeq \frac{1}{g_{m_8}}$$

$g_m = g_{m_6} = g_{m_8}$ por ser iguales las I_{CQ} .

$$\frac{R_{i_d}}{2} = \frac{h_{fe_6}}{g_m} + h_{fe_6} \frac{1}{g_m} = 2\ h_{ie_6}$$

$$R_{i_d} = 4\ h_{ie_6}$$

$$g_m = 40\ (\frac{1}{V}) \cdot I_{CQ} = 40 \cdot 9\ \mu A = 360\ \mu\mho$$

Suponiendo $h_{fe_6} = 240$ se tiene :

$$h_{ie_6} = \frac{h_{fe_6}}{g_m} = \frac{240}{360}\ 10^6 \simeq 0{,}67\ M\Omega$$

$$R_{i_d} = 4\ h_{ie_6} = 4 \cdot 0{,}67\ M\Omega = 2{,}67\ M\Omega$$

Para obtener esta resistencia de entrada diferencial alta es necesario que h_{ie_6} sea alta. Para ello debe ser g_m pequeña; y esto se logra haciendoo I_{CQ6} pequeño. Esta I_{CQ6} pequeña se obtiene por medio de la fuente de corriente constante WIDLAR.

Para calcular la G_m del circuito se debe poner en corto la salida ($R_{i_2} = 0$)

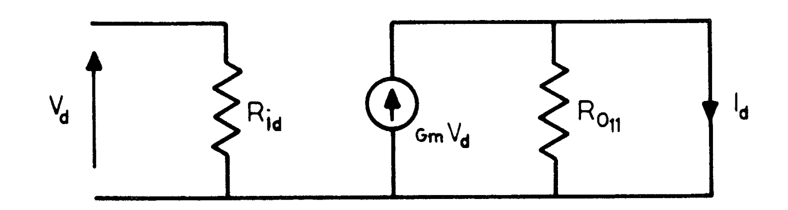


FIGURA 4.87.

$$I_d = G_m \cdot V_d \quad \therefore \quad G_m = \frac{I_d}{V_d} \Bigg| \text{ SALIDA EN CORTO}$$

Al estar la salida en corto, se tiene el C_8 y el C_9 a masa :

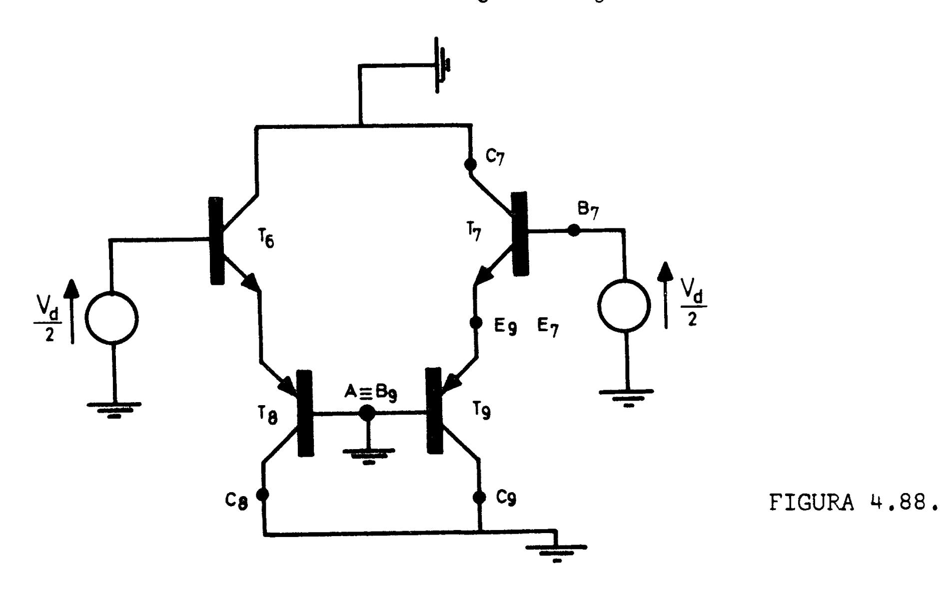


FIGURA 4.88.

Trabajando con medio circuito se tiene :

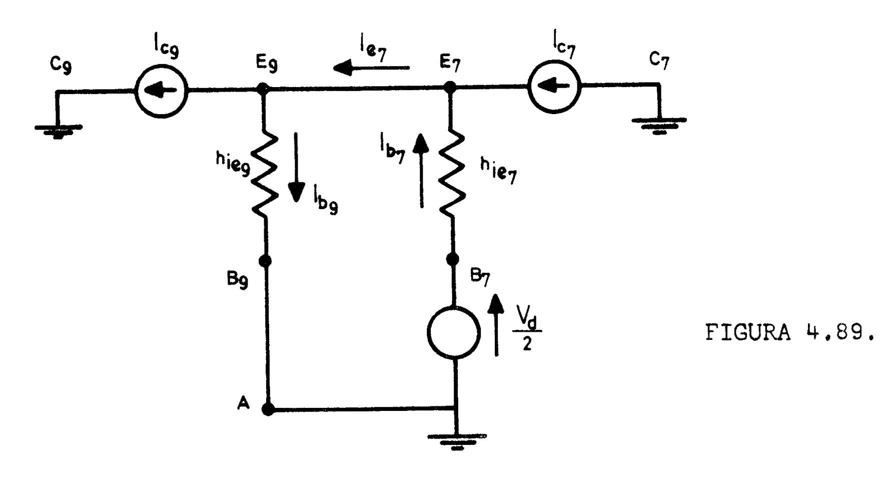


FIGURA 4.89.

Absorbiendo I_{c9} se tiene :

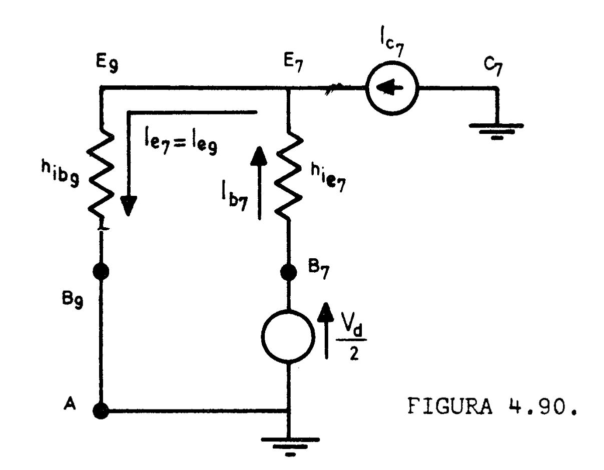


FIGURA 4.90.

Absorbiendo I_{c7} se tiene :

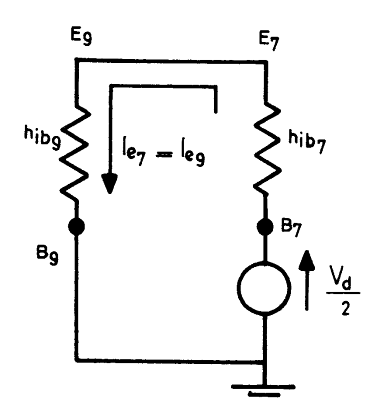


FIGURA 4.91.

Podemos aproximar :

$$I_{c_7} = I_{e_7}$$

$$I_{c7_d} = \frac{\frac{V_d}{2}}{2\ h_{ib7}} = \frac{V_d}{4\ h_{ib7}}$$

$I_{c6_d} = I_{c7_d}$ por simetría.

$$I_{c6_d} = \frac{V_d}{4\ h_{ib_7}}$$

Como

$$I_d = I_{c6_d} + I_{c7_d} \qquad \text{resulta :}$$

$$I_d = \frac{V_d}{2\ h_{ib7}}$$

Como $h_{ib_7} = \frac{1}{g_m}$ resulta $I_d = \frac{g_m}{2} V_d$

Por otra parte :



$$G_m = \frac{I_d}{V_d} = \frac{g_m}{2} \qquad \therefore \qquad G_m = \frac{360\ \mu\mho}{2} = 180\ \mu\mho$$

Calculo de la resistencia de salida $R_{O_{11}}$:

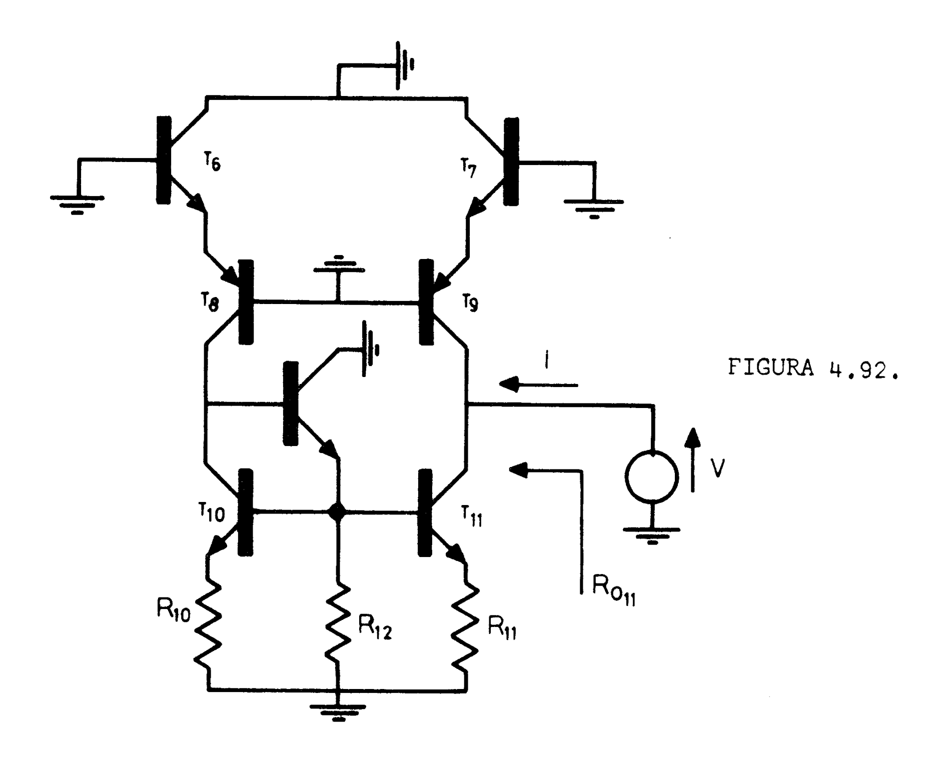


FIGURA 4.92.

Para calcular $R_{O_{11}}$ se hace $V_d = 0$ (B_6 y B_7 a masa).
Se llega al circuito siguiente :

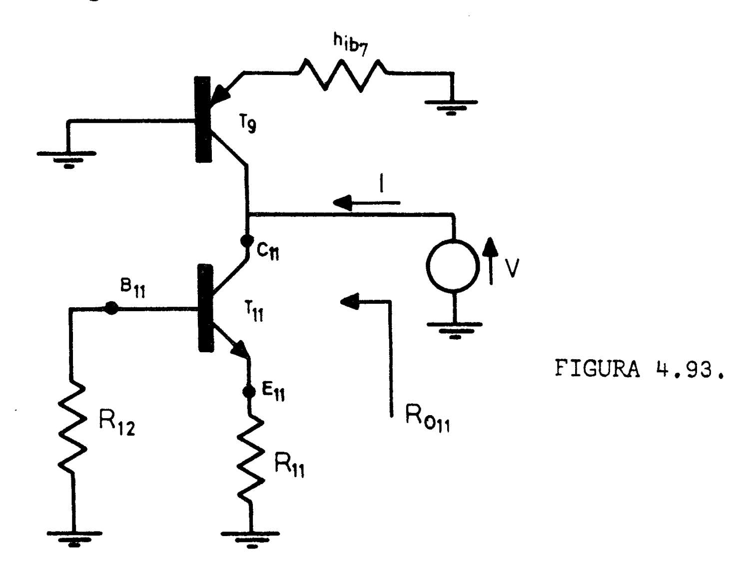


FIGURA 4.93.

Como máximo la resistencia entre B_{11} y tierra es R_{12}.

Resistencia de salida de T_{11} :

4-72



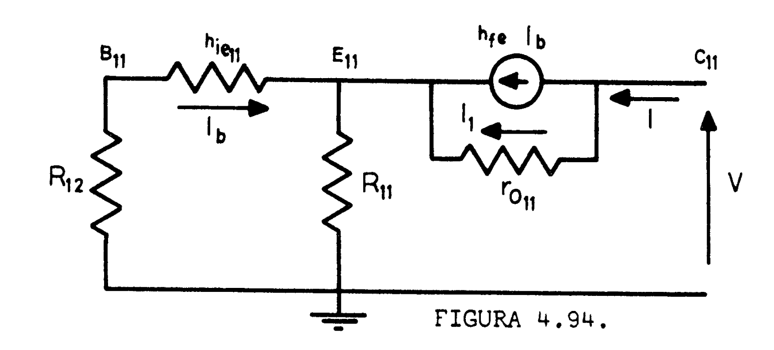


FIGURA 4.94.

$$V = I_1 \cdot r_{O11} + I \cdot \{ (h_{ie_{11}} + R_{12}) \,||\, R_{11} \}$$

$$h_{ie_{11}} \simeq r_{be_{11}} = \frac{V_T}{I_{CQ}} h_{fe} = \frac{25 \cdot 10^{-3} \cdot 240}{9 \cdot 10^{-6}} \simeq 670 \text{ K}\Omega$$

$R_{12} << h_{ie_{11}}$ y puede despreciarse. Queda :

$$V = I_1 \cdot r_{O11} + I \; \{ h_{ie_{11}} \,||\, R_{11} \}$$

$$I_1 = I - h_{fe} \cdot I_b$$

$$V = I \cdot r_{O11} - h_{fe} \cdot I_b \cdot r_{O11} + I \cdot \{ h_{ie_{11}} \,||\, R_{11} \}$$

Como $I_b = - I \dfrac{R_{11}}{R_{11} + h_{ie11}}$ (Despreciando R_{12}) . Resulta :

$$V = I \cdot r_{O11} + h_{fe} \cdot I \cdot r_{O11} \frac{R_{11}}{R_{11} + h_{ie11}} + I \; \{ h_{ie_{11}} \,||\, R_{11} \}$$

$$\frac{V}{I} = r_{O11} \; \{ 1 + \frac{h_{fe} \cdot R_{11}}{R_{11} + h_{ie_{11}}} \} + (h_{ie_{11}} \,||\, R_{11})$$

Como $h_{ie_{11}} \,||\, R_{11} = 670 \text{ K}\Omega \,||\, 1 \text{ K}\Omega \simeq 1 \text{ K}\Omega$, resulta este valor despreciable frente al sumando que contiene a $r_{O_{11}}$.

$$R_{SAL_{11}} = \frac{V}{I} = r_{O11} \; \{ 1 + \frac{h_{fe} \cdot R_{11}}{R_{11} + h_{ie_{11}}} \}$$

Como $h_{fe} = g_m \cdot r_{be} = g_m \cdot h_{ie_{11}}$ resulta :

$$R_{SAL11} = r_{O_{11}} \; \{ 1 + \frac{g_m \cdot h_{ie_{11}} \cdot R_{11}}{R_{11} + h_{ie11}} \}$$



$$R_{SAL11} = r_{O11} \{ 1 + g_m (h_{ie11} \| R_{11}) \}$$

$$h_{ie11} \| R_{11} \simeq R_{11} = 1 \text{ K}\Omega$$

$$R_{SAL11} \simeq r_{O11} \{ 1 + g_m \cdot R_{11} \}$$

$$R_{SAL11} = r_{O11} \{ 1 + 360 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{3} \} = 1{,}36\ r_{O11}$$

Siguiendo un procedimiento similar se demuestra que el transistor T_9 tiene una resistencia de salida :

$$R_{SAL9} = r_{O9} \{ 1 + g_m \cdot h_{ib9} \}$$

Como $h_{ib9} \simeq \dfrac{1}{g_m}$ resulta $R_{SAL9} = 2\ r_{O9}$

Por lo tanto :

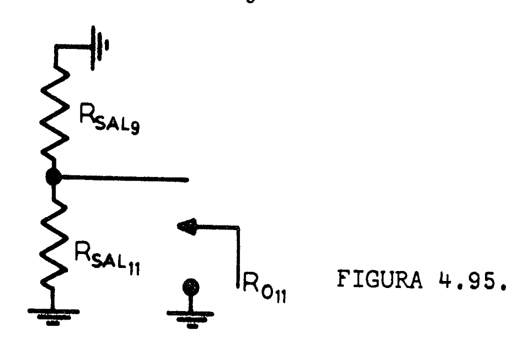


FIGURA 4.95.

$$R_{O11} = R_{SAL11} \| R_{SAL9}$$

En los circuitos integrados :

$$r_O = \frac{1}{\eta \cdot g_m} \qquad \text{donde} \qquad \eta = \frac{K \cdot T}{q \cdot V_A}$$

siendo V_A la tensión de EARLY.

El valor de η depende del tipo de transistor PNP ó NPN.
Se puede adoptar como valores típicos :

$$\eta_{NPN} = 2 \cdot 10^{-4} \qquad \eta_{PNP} = 5 \cdot 10^{-4}$$

lo que nos lleva a :

$$r_{O11} = \frac{1}{\eta_{NPN} \cdot g_m} = \frac{1}{2 \cdot 10^{-4} \cdot 360 \cdot 10^{-6}} = 13{,}88\ \text{M}\Omega$$

$$r_{O9} = \frac{1}{\eta_{PNP} \cdot g_m} = \frac{1}{5 \cdot 10^{-4} \cdot 360 \cdot 10^{-6}} = 5{,}55\ \text{M}\Omega$$

$$R_{SAL11} = 1{,}36 \cdot r_{O11} = 1{,}36 \cdot 13{,}88\ \text{M}\Omega = 18{,}88\ \text{M}\Omega$$

$$R_{SAL9} = 2 \cdot r_{O9} = 2 \cdot 5{,}55\ \text{M}\Omega = 11{,}1\ \text{M}\Omega$$

$$R_{O11} = R_{SAL11} \| R_{SAL9} = (18{,}88 \| 11{,}1)\ \text{M}\Omega = 6{,}99\ \text{M}\Omega$$

Calculo de la ganancia de la etapa diferencial :

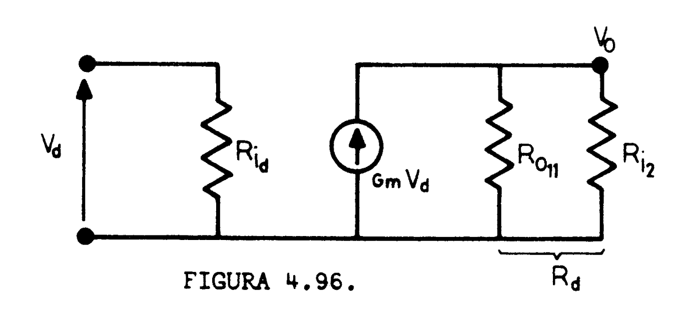


FIGURA 4.96.

$$R_d = R_{O_{11}} \,||\, R_{i_2} = 6{,}99\ \text{M}\Omega \,||\, 5{,}66\ \text{M}\Omega \approx 3{,}13\ \text{M}\Omega$$

$$V_O = G_m \cdot V_d \cdot R_d \quad \therefore \quad A = G_m \cdot R_d = \frac{g_m}{2}\ R_d$$

$$A = 180 \cdot 10^{-6} \cdot 3{,}13 \cdot 10^{3} = 563$$

$$A\ (\text{dB}) = 20\ \log_{10}\ 563 = 55\ \text{dB}$$

4.5. CIRCUITO D'ARLINGTON :

Un Subcircuito muy usado es el D'Arlington. Con él se obtiene una alta ganancia de corriente.

Sea la FIGURA 4.97.

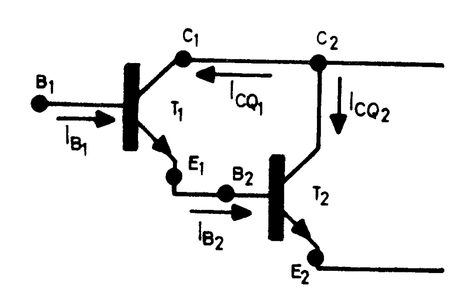


FIGURA 4.97.

Es:

$$I_{CQ_2} = h_{FE_2} \cdot I_{B_2} \quad , \quad \text{suponiendo} \quad I_{E_2} = I_{C_2}$$

$$I_{B_2} = I_{E_1} \simeq I_{CQ_1}$$

$\therefore \quad I_{CQ_2} = h_{FE_2} \cdot I_{CQ_1}$ y reemplazando I_{CQ_1} se tiene :

$$I_{CQ_2} = \underbrace{h_{FE_2} \cdot h_{FE_1}}_{h_{FE}} \cdot I_{B_1}$$

El h_{FE} es el correspondiente a todo el dispositivo.

Esta estructura se vende encapsulada con :

$$h_{FE_T} = 5000 \qquad y \qquad h_{FE_m} = 1000$$

V_{BE} = 1,4 V;(0,7 V + 0,7 V) ya que hay dos junturas B-E.

4.5.1. APLICACION :

Sea la FIGURA 4.98.

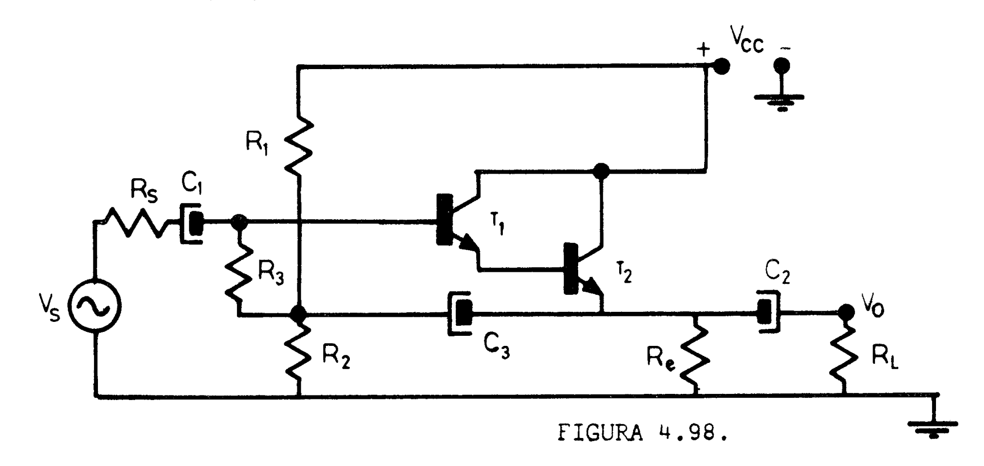


FIGURA 4.98.

a) Circuito de contínua :

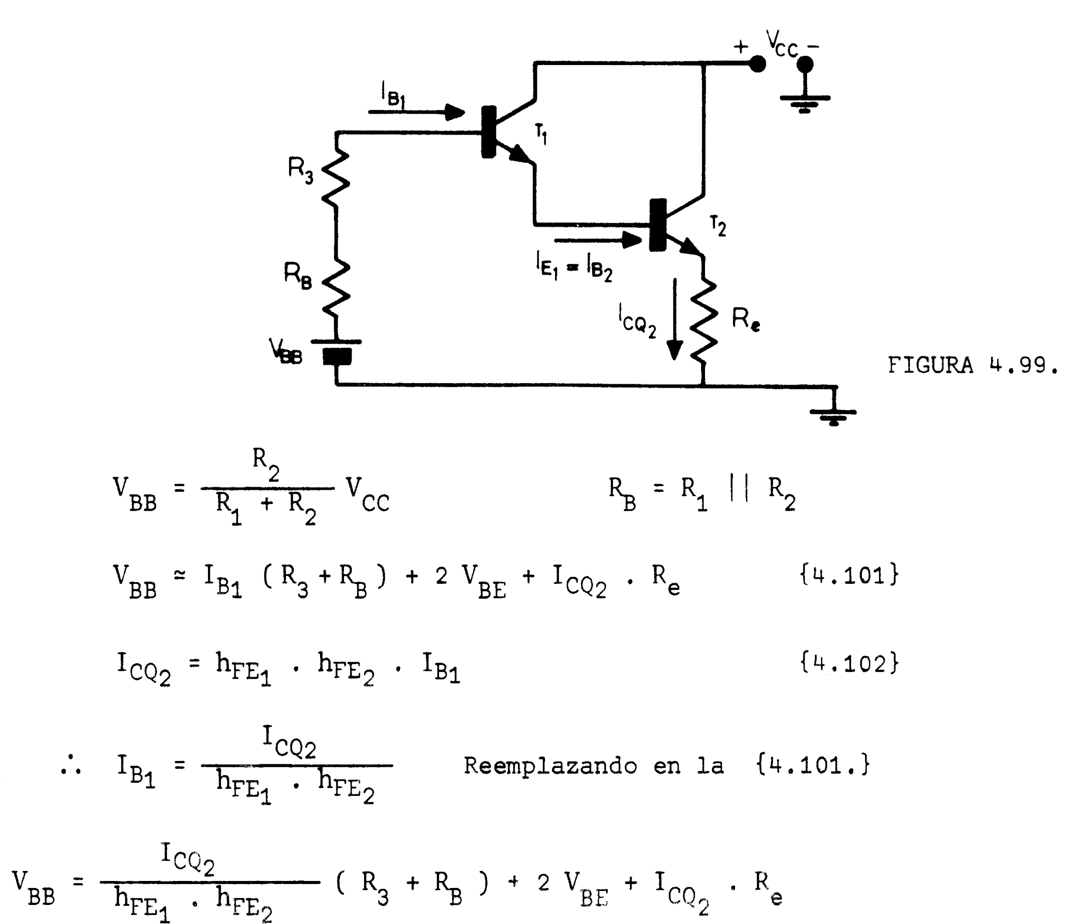


FIGURA 4.99.

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \qquad\qquad R_B = R_1 \,||\, R_2$$

$$V_{BB} \simeq I_{B1} (R_3 + R_B) + 2 V_{BE} + I_{CQ_2} \cdot R_e \qquad \{4.101\}$$

$$I_{CQ_2} = h_{FE_1} \cdot h_{FE_2} \cdot I_{B1} \qquad \{4.102\}$$

$$\therefore \quad I_{B1} = \frac{I_{CQ2}}{h_{FE_1} \cdot h_{FE_2}}$$ Reemplazando en la {4.101.}

$$V_{BB} = \frac{I_{CQ2}}{h_{FE_1} \cdot h_{FE_2}} (R_3 + R_B) + 2 V_{BE} + I_{CQ_2} \cdot R_e$$



$$\therefore \quad I_{CQ_2} = \frac{V_{BB} - 2\,V_{BE}}{R_e + \dfrac{R_3 + R_B}{h_{FE_1} \cdot h_{FE_2}}}$$

Se hace : $R_e >> \dfrac{R_3 + R_B}{h_{FE_{1m}} \cdot h_{FE_{2m}}}$ Si : $R_e = 10\,\dfrac{R_3 + R_B}{h_{FE_{1m}} \cdot h_{FE_{2m}}}$

Resulta :

$$R_3 + R_B = \frac{R_e \cdot h_{FE1_m} \cdot h_{FE2_m}}{10}$$

y se pueden conseguir valores altos de $R_3 + R_B$

$$V_{CEQ_2} = V_{CC} - I_{CQ_2} \cdot R_e$$

$$V_{CEQ_1} = V_{CEQ_2} - V_{BE_2}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{CQ_2}}{h_{FE_2}}$$

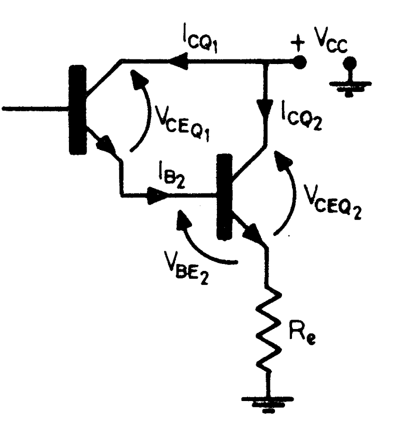


FIGURA 4.100.

Pero como $I_{B_2} \simeq I_{CQ_1}$ resulta :

$$I_{CQ_1} = \frac{I_{CQ_2}}{h_{FE_2}}$$

De esta manera se tienen Q_1 y Q_2 .

b) Circuito dinámico :

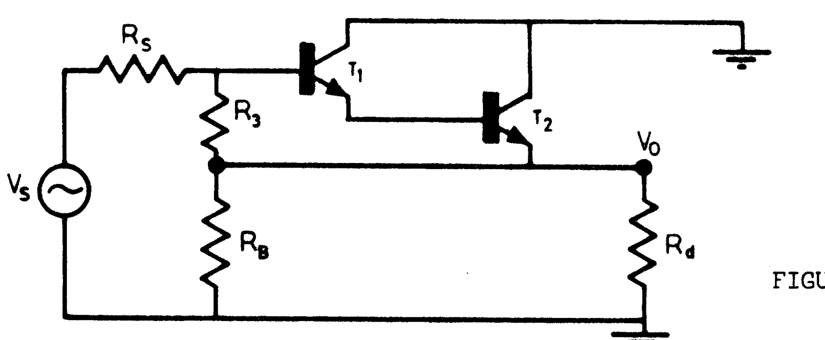


FIGURA 4.101.

Para simplificar el análisis se supone :

$$R_3 >> (\,h_{ie_1} + h_{ie_2}\,) \qquad y \qquad R_B >> R_d$$

Queda el circuito de la FIGURA 4.102.

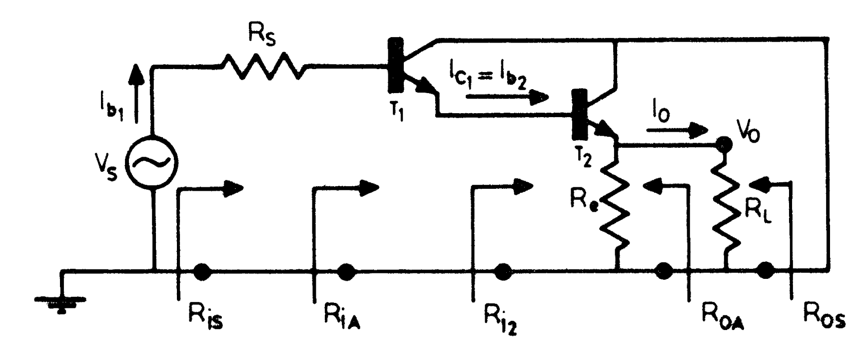


FIGURA 4.102.

$$I_0 = I_{e2} \frac{R_e}{R_e + R_L} \qquad \text{(divisor de corriente).}$$

Haciendo $I_{e_2} \simeq I_{c_2}$ se tiene :

$$I_0 = I_{c2} \frac{R_e}{R_e + R_L} = h_{fe_2} \cdot I_{b2} \frac{R_e}{R_e + R_L}$$

Como $I_{b_2} \simeq I_{c_1}$ se tiene :

$$I_0 = h_{fe_2} \cdot I_{c1} \frac{R_e}{R_e + R_L} \quad \therefore \quad \frac{I_0}{I_{c1}} = h_{fe_2} \frac{R_e}{R_e + R_L} \qquad \{4.103.\}$$

Por otra parte como T_2 es un CC se tiene que :

$$R_{i2} = h_{ie_2} + h_{fe_2} \cdot R_d$$

R_{i2} puede tener un valor comparable o mayor que el r_{O1} del primer transistor T_1.
Debe considerarse por lo tanto a r_{O1} en el análisis.
Sea la FIGURA 4.103.

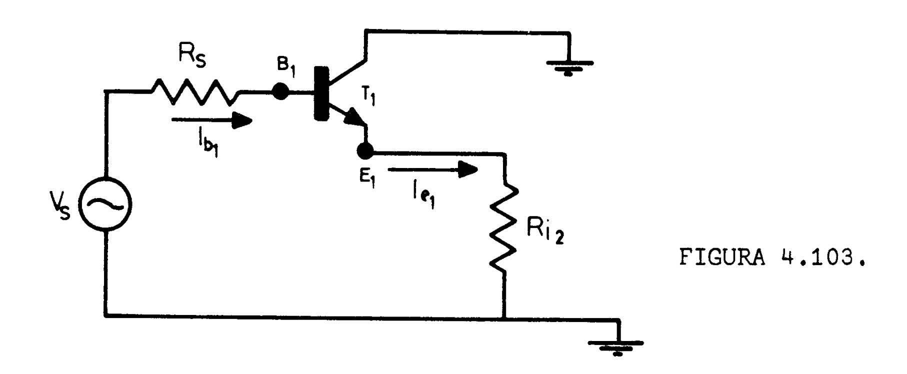


FIGURA 4.103.

Reemplazamos T_1 por su circuito equivalente :

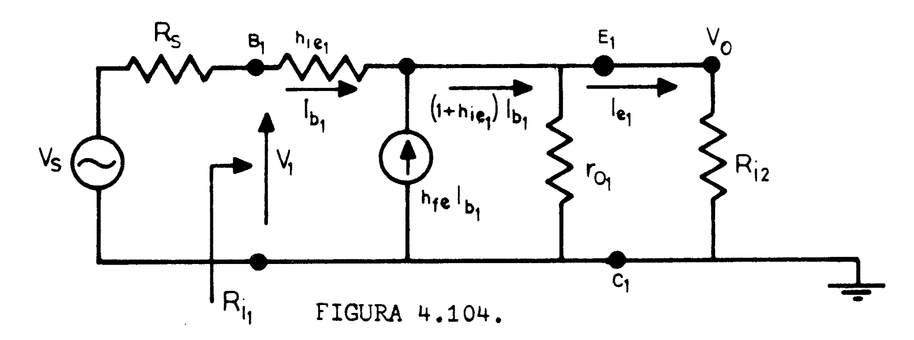


FIGURA 4.104.

De la FIGURA 4.104. se obtiene :

$$\frac{I_{e1}}{(1 + h_{fe_1})\, I_{b_1}} = \frac{r_{O1}}{r_{O1} + R_{i2}}$$

$$\therefore \quad \frac{I_{e_1}}{I_{b_1}} = (1 + h_{fe_1}) \frac{r_{o_1}}{r_{o_1} + R_{i_2}} \qquad \{4.104.\}$$

La ganancia de corriente del sistema es :

$$A_{IS} = \frac{I_0}{I_{b_1}} = \frac{I_0}{I_{e_1}} \cdot \frac{I_{e_1}}{I_{b_1}} = h_{fe_2} \frac{R_e}{R_e + R_L} (1 + h_{fe_1}) \frac{r_{o_1}}{r_{o_1} + R_{i_2}}$$

$$A_{IS} \simeq h_{fe_1} \cdot h_{fe_2} \frac{r_{o_1}}{r_{o_1} + R_{i_2}} \cdot \frac{R_e}{R_e + R_L} \qquad \{4.105.\}$$

De la FIGURA 4.104. se obtiene :

$$V_1 = I_{b_1} \cdot h_{ie_1} + (1 + h_{fe_1}) I_{b_1} (r_{o_1} \| R_{i_2})$$

$$\therefore \quad R_{i_1} = \frac{V_1}{I_{b_1}} = h_{ie_1} + h_{fe_1} (r_{o_1} \| R_{i_2}) \qquad \{4.106.\}$$

En esta aplicación se obtiene un amplificador de alta resistencia de entrada (mayor que la de un colector común) como se ve en la ecuación {4.106.}

Además, presenta alta ganancia de corriente.

Si un CC tiene una $R_d = 2\ K\Omega$ y tiene un $h_{fe} = 100$, su :

$$R_i \simeq h_{fe} \cdot R_d = 2\ K\Omega \cdot 100 = 200\ K\Omega$$

Si usamos un D'Arlington con el mismo h_{fe} y R_d y con $r_{o_1} = 100\ K\Omega$ se obtiene:

$$R_{i_2} \simeq h_{fe_2} \cdot R_d = 200\ K\Omega$$

$$r_o \| R_{i_2} = 100\ K\Omega \| 200\ K\Omega \simeq 67\ K\Omega$$

$$R_{i_1} \simeq h_{fe_1} (r_{o_1} \| R_{i_2}) = 100 \cdot 67\ K\Omega = 6700\ K\Omega = 6{,}7\ M\Omega$$

En realidad no se obtiene un valor tan alto. (Ver FIGURA 4.105.)

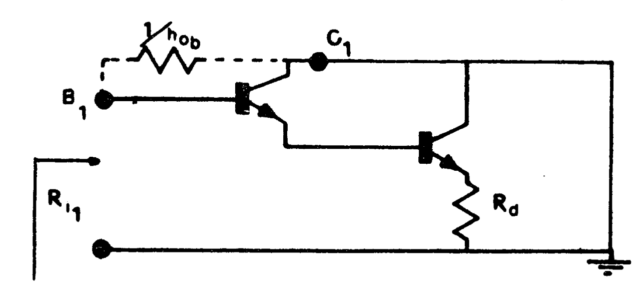


FIGURA 4.105.

Entre B_1 y C_1 se tiene una resistencia que es la inversa del h_{ob} y como el C_1 está conectado a tierra todo ocurr como si $1/h_{ob}$ estuviera en paralelo con la R_{i1} calculada con la ecuación {4.106.} Se limita así el valor de la resistencia de entrada.

Resistencia de salida :

Pasamos el circuito de la FIGURA 4.104. a nivel de I_{b_1}.

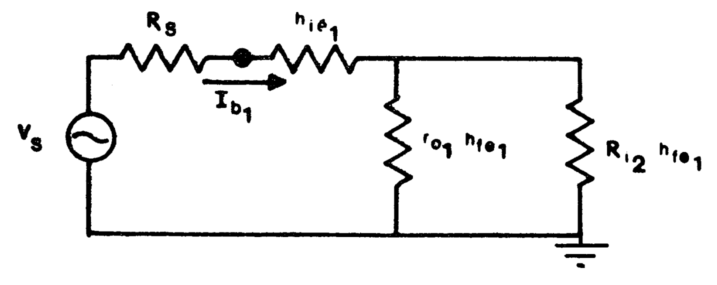


FIGURA 4.106.

Luego pasamos este circuito a nivel I_{e_1} :

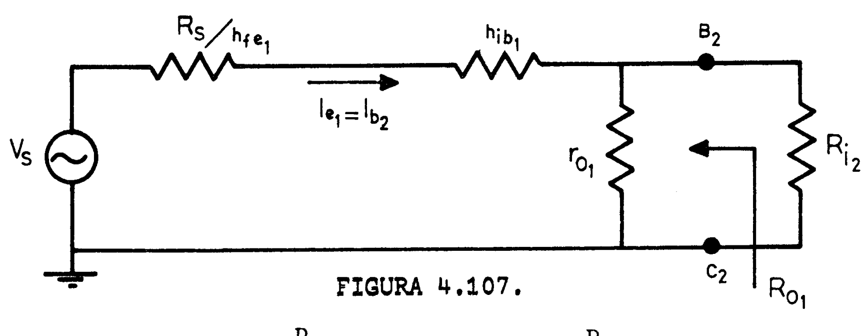


FIGURA 4.107.

$$R_{O_1} = r_{O_1} \; || \; (\frac{R_S}{h_{fe_1}} + h_{ib_1}) \simeq (\frac{R_S}{h_{fe_1}} + h_{ib_1})$$

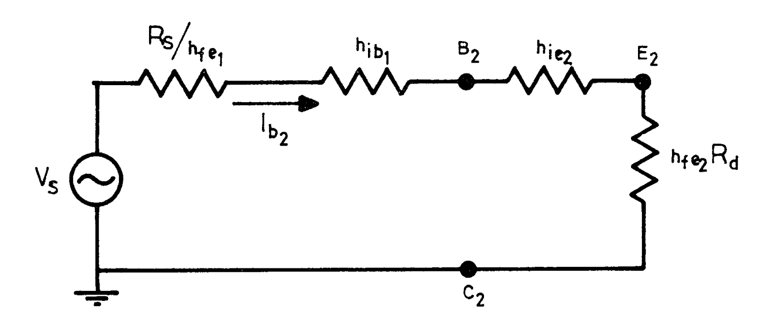


FIGURA 4.108.

Pasamos a nivel de I_{e_2} :

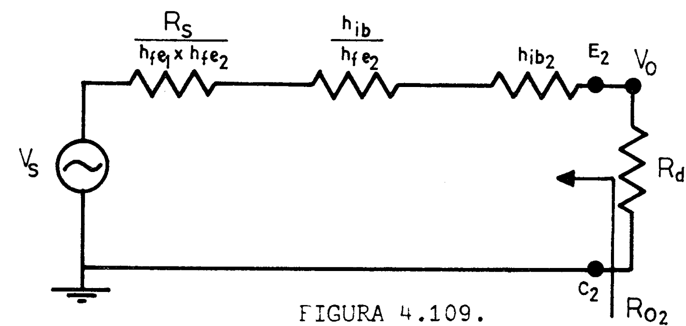


FIGURA 4.109.

$$R_{O2} = \frac{R_S}{h_{fe_1} \cdot h_{fe_2}} + \frac{h_{ib_1}}{h_{fe_2}} + h_{ib2} \qquad \{4.107.\}$$

Con este circuito también podemos hallar la ganancia de tensión del sistema :

4-80

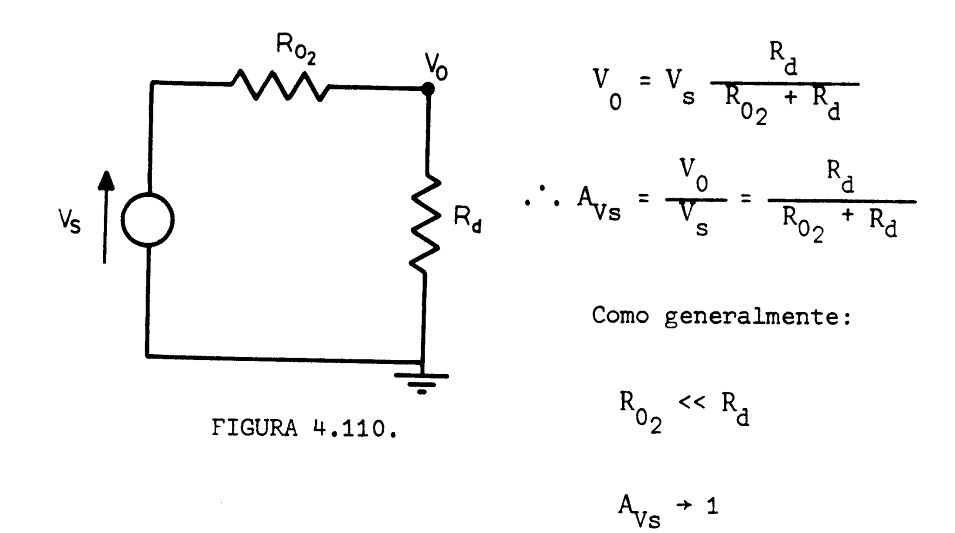


FIGURA 4.110.

$$V_0 = V_s \frac{R_d}{R_{0_2} + R_d}$$

$$\therefore A_{Vs} = \frac{V_0}{V_s} = \frac{R_d}{R_{0_2} + R_d}$$

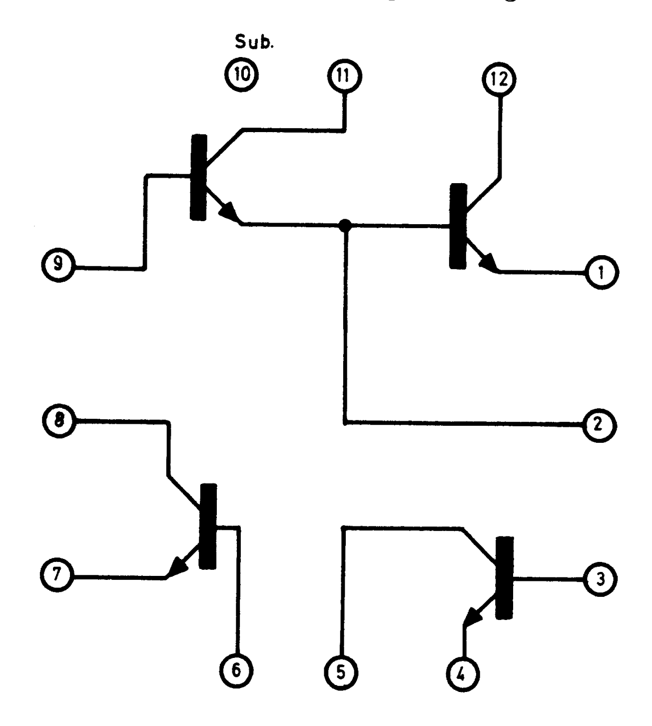
Como generalmente:

$$R_{0_2} << R_d$$

$$A_{Vs} \to 1$$

4.5.2. PROBLEMA DE APLICACION USANDO UN CIRCUITO INTEGRADO QUE CONSISTE EN UN CONJUNTO DE TRANSISTORES (ARRAY) :

Se usa el conjunto CA 3018 de propósitos generales :



DATOS :

$R_L = 10\ K\Omega$ $R_1 = R_2 = R_3 = 100\ K\Omega$ $R_e = 1\ K\Omega$

$V_{CC} = 10\ V$ (Tensión de ruptura igual a 15 V)

Circuito :



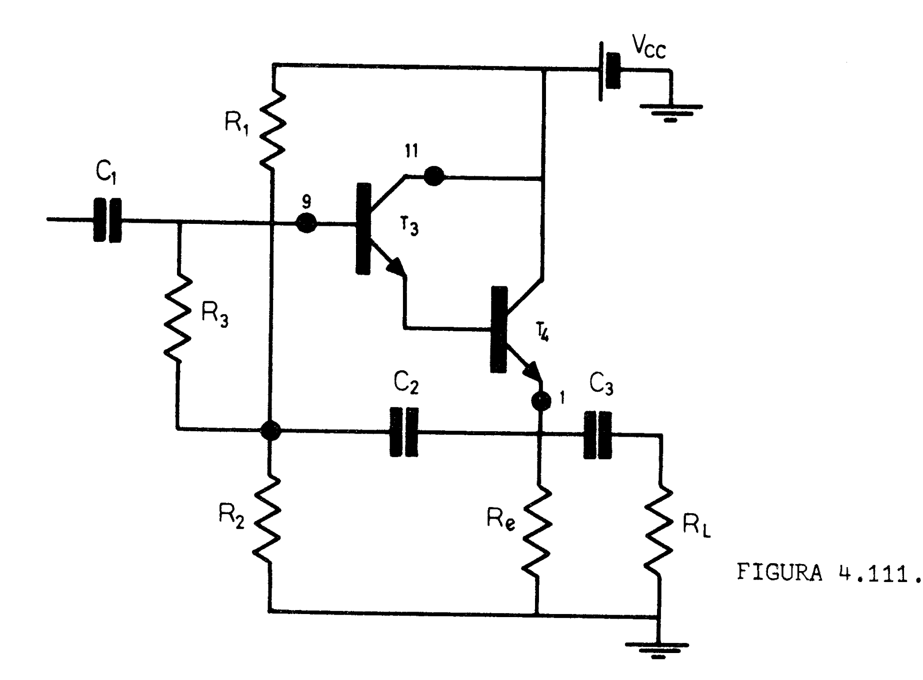


FIGURA 4.111.

Para la contínua :

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{V_{CC}}{2} = 5 \text{ V}$$

$$R_B = R_1 \,||\, R_2 = 50 \text{ K}\Omega$$

$$I_{CQ_4} = \frac{V_{BB} - 2 V_{BE}}{R_e + \dfrac{R_3 + R_B}{h_{FE_3} \cdot h_{FE_4}}}$$

Hacemos un Primer cálculo aproximado :

$$I_{CQ_4} = \frac{V_{BB} - 2 V_{BE}}{R_e} = \frac{5 - 1{,}4}{1000} = 3{,}6 \text{ mA}$$

Para $I_{CQ4} = 3{,}6$ mA se obtiene en la hoja de datos que : $h_{FE_3} \cdot h_{FE_4} \simeq 7000$

$$I_{CQ4} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_e + \dfrac{R_3 + R_B}{h_{FE_3} \cdot h_{FE_4}}} = \frac{3{,}6}{1000 + \dfrac{150000}{7000}} = \frac{3{,}6}{1021} = 3{,}5 \text{ mA}$$

$$V_{CEQ4} = V_{CC} - I_{CQ4} \cdot R_e = 10 - 3{,}5 = 6{,}5 \text{ V}$$

$$V_{CEQ3} = V_{CEQ4} - V_{BE4} = 6{,}5 - 0{,}7 = 5{,}8 \text{ V}$$

$$I_{B3} = \frac{I_{CQ4}}{h_{FE3} \cdot h_{FE4}} = \frac{3{,}5 \text{ mA}}{7000} = 0{,}5 \text{ µA}$$



$$I_{CQ_3} = \frac{I_{CQ_4}}{h_{FE_4}} = \frac{3,5 \text{ mA}}{100} = 35 \ \mu A$$

Cálculo de la resistencia de entrada :

$$R_d = R_e \parallel R_L = 1 \text{ K}\Omega \parallel 10 \text{ K}\Omega = 0,91 \text{ K}\Omega$$

De acuerdo con el gráfico correspondiente de la hoja de datos se obtiene :

Para 1 mA y 3 V : $h_{fe} = 100$ $h_{ie} = 2,7 \text{ K}\Omega$ $h_{oe} = 15,6 \ \mu\mho$

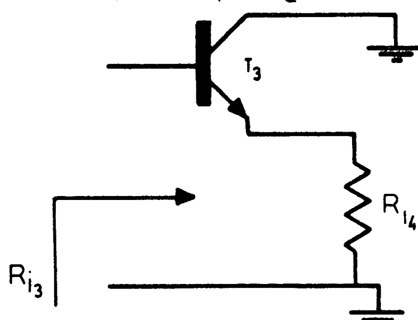
Para 3,5 mA se obtienen los siguientes factores de corrección :

Para h_{fe} (3,5 mA) el factor de corrección es 0,9
Para h_{ie} (3,5 mA) el factor de corrección es 0,4

$$h_{ie_4} (3,5 \text{ mA}) = 0,4 \ . \ h_{ie} (1 \text{ mA}) = 0,4 \ . \ 2,7 \text{ K}\Omega = 1,08 \text{ K}\Omega$$

$$h_{fe_4} (3,5 \text{ mA}) = 0,9 \ . \ h_{fe} (1 \text{ mA}) = 0,9 \ . \ 100 = 90$$

$$R_{i_4} = h_{ie_4} + h_{fe_4} \cdot R_d = 1,08 \text{ K}\Omega + 90 \ . \ 0,91 \text{ K}\Omega = (1,08 + 81,9) \text{ K}\Omega \simeq 83 \text{ K}\Omega$$



$$R_{i_3} = h_{ie_3} + h_{fe_3} \{ r_{O_3} \parallel R_{i_4} \}$$

Para 35 µA se tienen los siguientes factores de corrección :

Para h_{ie} → 11

Para h_{fe} → 0,4

∴ $h_{ie_3} (35 \ \mu A) = 11 \ . \ 2,7 \text{ K}\Omega = 29,7 \text{ K}\Omega$

$h_{fe_3} (35 \ \mu A) = 0,4 \ . \ 100 = 40$

$$r_{O_3} = \frac{1}{\eta \cdot g_{m_3}}$$ $\eta = 3 \ . \ 10^{-4}$ (Transistor integrado de baja tensión de ruptura).

$$r_{O_3} = \frac{1}{3 \ . \ 10^{-4} . \ 40 \ . \ 35 \ . \ 10^{-6}} \simeq 2,4 \text{ M}\Omega$$

$$r_{O_3} \parallel R_{i_4} = 2,4 \text{ M}\Omega \parallel 83 \text{ K}\Omega \simeq 80 \text{ K}\Omega$$

$$R_{i_3} = 29,7 \text{ K}\Omega + 40 \ . \ 80 \text{ K}\Omega = 3,23 \text{ M}\Omega$$

Cálculo de A_{V_S} :

$$A_{V_S} \simeq \frac{R_d}{R_{O_4} + R_d}$$

Suponiendo una R_s de 1 MΩ se tiene :

$$R_{O_4} = \frac{R_S}{h_{fe_3} \cdot h_{fe_4}} + \frac{h_{ib_3}}{h_{fe_4}} + h_{ib_4}$$

$$h_{fe_3} \cdot h_{fe_4} = 40 \cdot 90 = 3600$$

$$\frac{R_s}{3600} = \frac{10^6}{3600} \simeq 278\ \Omega$$

$$h_{ib_4} \simeq \frac{1}{g_{m_4}} = \frac{1}{40 \cdot 3{,}5 \cdot 10^{-3}} = \frac{1000}{140} \simeq 7\ \Omega$$

$$h_{ib_3} = \frac{1}{g_{m_3}} = \frac{1}{40 \cdot 35 \cdot 10^{-6}} = \frac{10^6}{140} = 700\ \Omega$$

$$\frac{h_{ib_3}}{h_{fe_4}} = \frac{700\ \Omega}{90} \simeq 8\ \Omega \qquad R_{O_4} = 278\ \Omega + 7 + 8 = 293\ \Omega$$

$$A_{V_S} = \frac{R_d}{R_{O_4} + R_d} = \frac{910\ \Omega}{(293 + 910)\ \Omega} = \frac{910}{1203} \simeq 0{,}75$$

Uso de carga activa

El circuito es el siguiente :

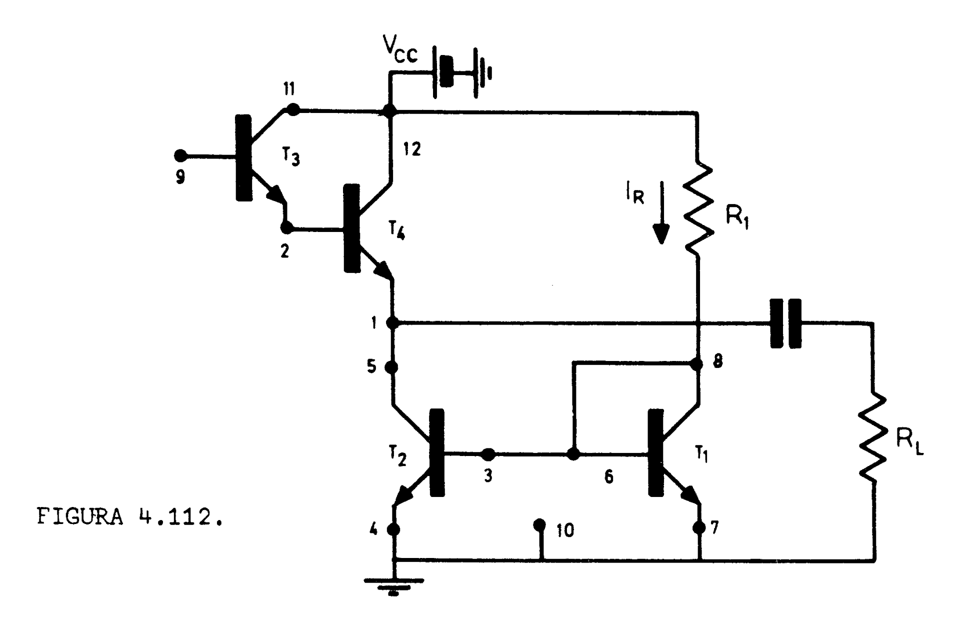


FIGURA 4.112.

T_2 del CA 3018 se usa como carga activa.

Supongamos que buscamos que I_{CQ_2} sea de 1 mA



$$I_R = I_{CQ_1} + 2\,I_B \simeq I_{CQ_1} \quad \therefore \quad I_{CQ_1} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_1} = \frac{9 - 0{,}7}{R_1}$$

$$I_{CQ_1} = \frac{8{,}3}{R_1} = 1\ \text{mA} \quad \therefore \quad R_1 = \frac{8{,}3\ \text{V}}{1\ \text{mA}} = 8{,}3\ \text{K}\Omega$$

Tomemos un R_1 normalizada :

$$R_1 = 8{,}2\ \text{K}\Omega$$

$$\therefore \quad I_{CQ_1} = \frac{V_{CC} - V_{BE_1}}{R_1} = \frac{9 - 0{,}715}{8200} = 1{,}01\ \text{mA} \simeq 1\ \text{mA}$$

$V_{BE_1} = 0{,}715$ V (del manual).

Como T_2 tiene la misma V_{BE} aplicada que T_1 , debe ser :

$$I_{CQ_2} = I_{CQ_1} = 1\ \text{mA}$$

Se ha logrado disminuir el consumo de la fuente V_{CC}.
La fuente consume ahora aproximadamente 2 mA.

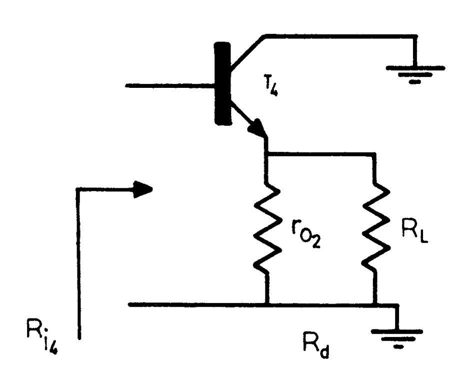
El transistor T_2 presenta una resistencia de salida :

$$r_{O2} = \frac{1}{\eta_{NPN} \cdot g_m} = \frac{1}{2{,}8 \cdot 10^{-4} \cdot 40 \cdot 10^{-3}} = \frac{10000}{2{,}8 \cdot 40}\ \text{K}\Omega = \frac{10000}{112}\ \text{K}\Omega$$

$$r_{O2} = 89\ \text{K}\Omega$$

Para η_{NPN} se adoptó $2{,}8 \cdot 10^{-4}$ por tratarse de transistores integrados de baja tensión de ruptura.

Modificación de la ressistencia de entrada :



$$R_d = r_{O2} \,||\, R_L = 89\ \text{K}\Omega \,||\, 10\ \text{K}\Omega \simeq 9\ \text{K}\Omega$$

$$R_{i4} = h_{ie4} + h_{fe4} \cdot R_d = 27\ \text{K}\Omega + 100 \cdot 9\ \text{K}\Omega \simeq 900\ \text{K}\Omega$$

$$I_{CQ_3} = \frac{I_{CQ4}}{100} = \frac{1\ \text{mA}}{100} = 10\ \mu\text{A}$$

$$h_{fe_3}\,(10\ \mu\text{A}) = 0{,}1 \cdot 100 = 10 \qquad h_{ie_3} = 20 \cdot 2{,}7\ \text{K}\Omega = 54\ \text{K}\Omega$$

$$R_{i_3} = h_{ie_3} + h_{fe_3} \left(r_{o_3} \parallel R_{i_4} \right)$$

$$r_{o_3} = \frac{1}{\eta \cdot g_{m_3}} = \frac{1}{3 \cdot 10^{-4} \cdot 40 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} \simeq 8 \text{ M}\Omega$$

$$R_{i_3} = 54 \text{ K}\Omega + 10 \left(8 \text{ M}\Omega \parallel 0{,}9 \text{ M}\Omega \right) = 54 \text{ K}\Omega + 10 \cdot 0{,}81 \text{ M}\Omega \simeq 8{,}1 \text{ M}\Omega$$

Aumenta substancialmente la resistencia de entrada R_{i_3} .

Se puede disminuir aún más el consumo de la fuente de alimentación V_{cc} usando una fuente de corriente logarítmica.

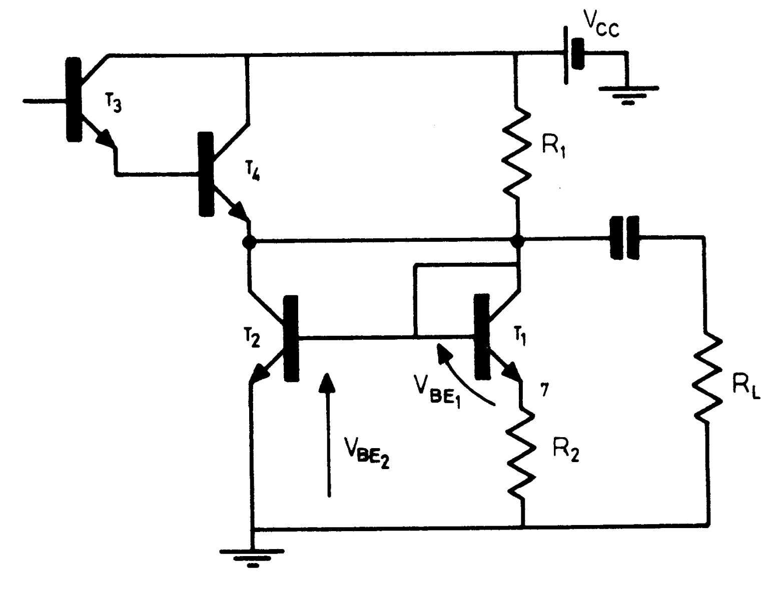


FIGURA 4.113.

$V_{CC} = 9$ V

$$V_{BE_2} = V_{BE_1} + I_{CQ_1} \cdot R_2$$

$$V_T \, \ell n \frac{I_{CQ2}}{I_{CQ_1}} = I_{CQ_1} \cdot R_2$$

Si queremos que $I_{CQ_2} = 1$ mA e $I_{CQ_1} = 0{,}1$ mA se tiene :

$$V_T \, \ell n \frac{I_{CQ2}}{I_{CQ_1}} = 25 \cdot 10^{-3} \ell n \; 10 = 57{,}56 \text{ mV}$$

$$R_2 = \frac{57{,}56 \text{ mV}}{0{,}1 \text{ mA}} = 575{,}6 \; \Omega$$

Se adopta una resistencia normalizada $R_2 = 560 \; \Omega$

El consumo de la fuente V_{CC} es aproximadamente de 1,1 mA.

Como I_{CQ_2} no cambia no se modifica $R_{i_3} \simeq 8{,}1$ MΩ.

$$R_{i_3} = h_{ie_3} + h_{fe_3} (r_{O_3} \| R_{i_4})$$

$$r_{O_3} = \frac{1}{\eta \cdot g_{m_3}} = \frac{1}{3 \cdot 10^{-4} \cdot 40 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} \simeq 8 \text{ M}\Omega$$

$$R_{i_3} = 54 \text{ K}\Omega + 10 (8 \text{ M}\Omega \| 0{,}82 \text{ M}\Omega) = 54 \text{ K}\Omega + 10 \cdot 0{,}74 \text{ M}\Omega \simeq 7{,}5 \text{ M}\Omega$$

Aumenta substancialmente la resistencia de entrada R_{i_3} .

Se puede disminuir aún más el consumo de la fuente de alimentación V_{CC} usando una fuente de corriente logarítmica.

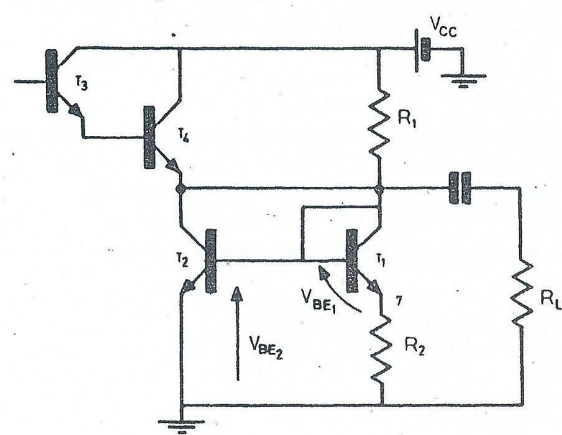


FIGURA 4.113.

$V_{CC} = 9$ V

$$V_{BE_2} = V_{BE_1} + I_{CQ_1} \cdot R_2$$

$$V_T \, \ell n \frac{I_{CQ2}}{I_{CQ1}} = I_{CQ_1} \cdot R_2$$

Si queremos que $I_{CQ_2} = 1$ mA e $I_{CQ_1} = 0{,}1$ mA se tiene :

$$V_T \, \ell n \frac{I_{CQ2}}{I_{CQ_1}} = 25 \cdot 10^{-3} \ell n \, 10 = 57{,}56 \text{ mV}$$

$$R_2 = \frac{57{,}56 \text{ mV}}{0{,}1 \text{ mA}} = 575{,}6 \; \Omega$$

Se adopta una resistencia normalizada $R_2 = 560 \; \Omega$

El consumo de la fuente V_{CC} es aproximadamente de 1,1 mA.

Como I_{CQ_2} no cambia no se modifica $R_{i_3} \simeq 7{,}5$ MΩ

CAPITULO 5

AMPLIFICADORES MULTIETAPAS

5.1. DOS ETAPAS DIFERENCIALES ACOPLADAS USANDO DISPOSITIVOS ACTIVOS INTEGRADOS :

Se usa un CA 3086 (Ver FIGURA 5.1.).

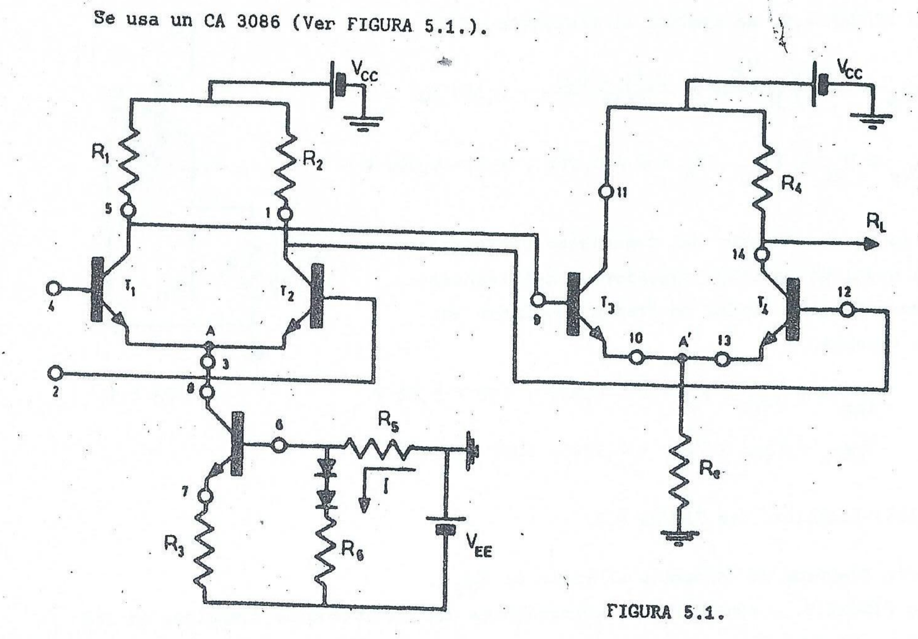


FIGURA 5.1.

DATOS :

$V_{EE} = V_{CC} = 6$ V	$R_1 = R_2 = 7{,}5$ KΩ	$R_4 = 3{,}3$ KΩ
$R_e = 1{,}5$ KΩ	$h_{FE_T} = 100$	$R_6 = 1{,}5$ KΩ
$R_5 = 3{,}3$ KΩ	$R_3 = 2{,}2$ KΩ	$R_L \to \infty$

Despreciando la corriente I_{B5} se obtiene :

$$I = \frac{V_{EE} - 2V_D}{R_6 + R_5} = \frac{6 - 1,4}{4,8 \cdot 10^3} \simeq 1 \text{ mA}$$

$$V_{BA} = 2\,V_{BE} + I \cdot R_6 = 1,4 + 1,5 = 2,9 \text{ V}$$

$$V_{R3} = V_{BA} - V_{BE} = 2,9 - 0,7 = 2,2 \text{ V}$$

$$I_{CQ5} = \frac{V_{R3}}{R_3} = \frac{2,2}{2,2 \cdot 10^3} = 1 \text{ mA} \quad \therefore \quad I_{CQ1} = I_{CQ2} = 0,5 \text{ mA}$$

$$V_{C1_T} = V_{CC} - I_{CQ1} \cdot R_1 = 6 - 0,5 \cdot 7,5 = 2,25 \text{ V} = V_{B3_T}$$

Por simetría :

$$V_{B4_T} = V_{B3_T} = 2,25 \text{ V}$$

Este nivel de continua en C_1 y C_2 sirve para polarizar la segunda etapa diferencial.

$V_{E1_T} = V_{E2_T} = -0,7$ V (Considerando B_1 y B_2 a masa).

$$V_{CEQ1} = V_{CEQ2} = V_{C1_T} - V_{E1_T} = 2,25 + 0,7 = 2,95 \text{ V}$$

En la FIGURA 5.2. se analiza al transistor T_4 :

$$I_{CQ4} = \frac{V_{B4T} - V_{BE}}{2\,R_e} = \frac{2,25 - 0,7}{3000} = 0,517 \text{ mA}$$

$$V_{C4_T} = V_{CC} - I_{CQ4} \cdot R_4 = 6 - 0,517 \cdot 3,3 = 4,294 \text{ V}$$

Como se ve el colector del transistor cuatro tiene un nivel de continua superior al del transistor dos. Esto es típico de etapas acopladas en forma directa.

FIGURA 5.2.

$$V_{E4T} = 2\,I_{CQ4} \cdot R_e = 2 \cdot 0,517 \cdot 1,5 = 1,55 \text{ V}$$

$$V_{CEQ4} = V_{C4T} - V_{E4T} = 4,294 - 1,55 = 2,744 \text{ V}$$

Análisis dinámico. Ver FIGURA 5.3.

En este diagrama no conocemos el valor de R_{05} .

En la FIGURA 5.1. consideramos despreciables las resistencias dinámicas de los diodos y llamamos :

$$R_T = R_6 \,||\, R_5 = 1,5 \text{ K}\Omega \,||\, 3,3 \text{ K}\Omega \simeq 1 \text{ K}\Omega$$

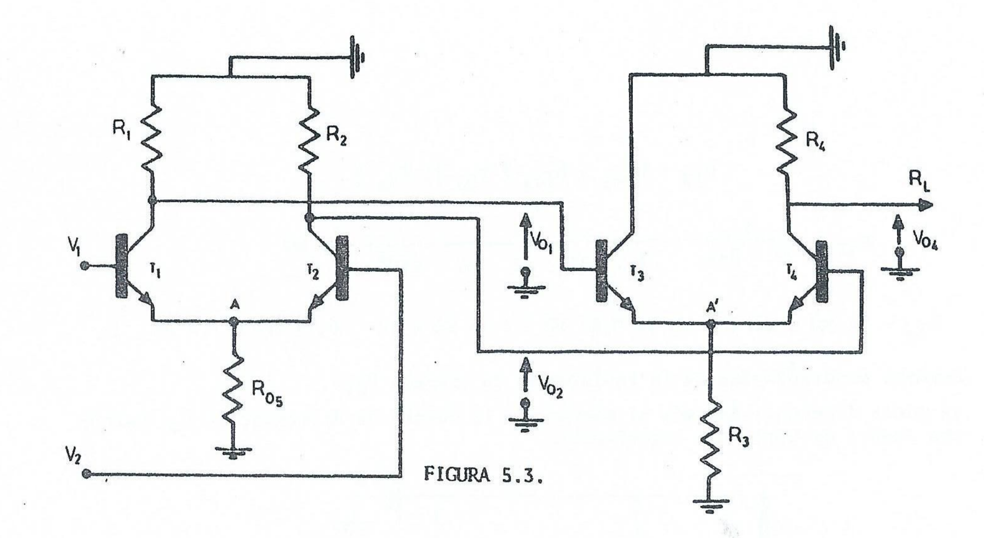


FIGURA 5.3.

La resistencia de salida del transistor cinco se puede calcular por :

$$r_{05} = \frac{1}{\eta \cdot g_m} = \frac{1}{3 \cdot 10^{-4} \cdot 40 \cdot 10^{-3}} = 83 \text{ K}\Omega$$

Y la resistencia de salida R_{05} (teniendo en cuenta R_3) es :

$$R_{05} = r_{05} \left(1 + \frac{h_{fe5} \cdot R_3}{R} \right)$$

donde :

$$R = R_3 + h_{ie5} + R_T$$

$$h_{ie5} = \frac{h_{fe5}}{g_{m5}} = \frac{100}{40 \cdot 10^{-3}} = 2,5 \text{ K}\Omega$$

$$\therefore \quad R = 2,2 \text{ K}\Omega + 2,5 \text{ K}\Omega + 1 \text{ K}\Omega = 5,7 \text{ K}\Omega$$

$$R_{05} = 83 \cdot 10^3 \left(1 + \frac{100 \cdot 2,2 \cdot 10^3}{5,7 \cdot 10^3} \right) \simeq 3,3 \text{ M}\Omega$$

Para el análisis de tensión diferencial el punto A de la FIGURA 5.3. es una tierra virtual.

Entonces, se obtiene el circuito de la FIGURA 5.4.

Se calcula la primera etapa como si fuera asimétrica y luego se duplica la ganancia.

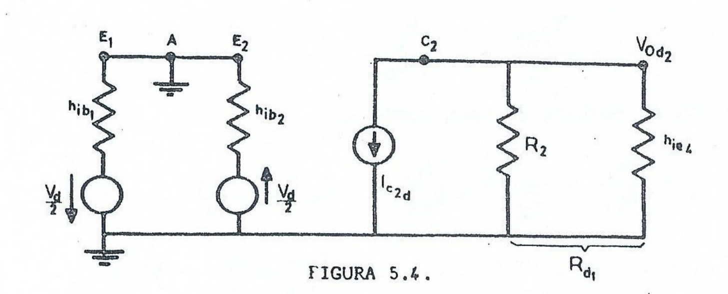


FIGURA 5.4.

$$h_{ie_4} = \frac{h_{fe_4}}{g_{m4}} = \frac{100}{40 \ . \ 0{,}517 \ . \ 10^{-3}} = 4{,}83 \ K\Omega$$

$$R_{d_1} = R_2 \ || \ h_{ie_4} = 7{,}5 \ K\Omega \ || \ 4{,}83 \ K\Omega = 2{,}94 \ K\Omega$$

$$g_{m2} = 40 \ . \ I_{CQ_2} = 40 \ . \ 0{,}5 \ . \ 10^{-3} = 20 \ . \ 10^{-3} \ \upsilon$$

De la FIGURA 5.4. se obtiene :

$$V_{Od2} = - \ I_{c2d} \ . \ R_{d1}$$

De la FIGURA 5.5. se obtiene :

$$V_d = 2 \ I_{c2_d} \ . \ h_{ib_2}$$

$$\therefore \ \frac{V_{Od_2}}{V_d} = - \ \frac{R_{d_1}}{2 \ h_{ib_2}} = - \ \frac{g_{m2}}{2} \ R_{d1}$$

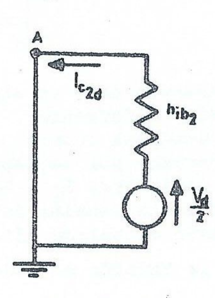


FIGURA 5.5.

La ganancia diferencial de la primer etapa, como se dijo, es el doble de la ganancia que corresponde a salida asimétrica. Por lo tanto :

$$A_{d_1} = - \ g_{m2} \ . \ R_{d_1} \qquad \{5.1.\}$$

$$A_{d_1} = - \ g_{m_2} \ . \ R_{d_1} = - \ 20 \ . \ 10^{-3} . \ 2{,}94 \ . \ 10^{3} = - \ 58{,}8$$

La tensión de salida de modo común se obtiene del circuito de la FIGURA 5.6.

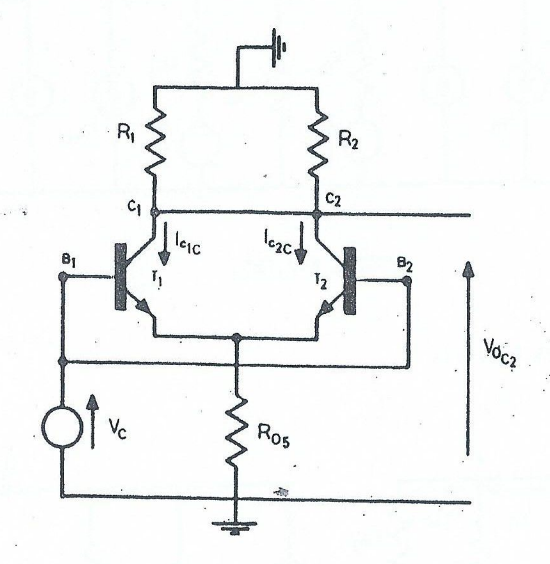


FIGURA 5.6.

Reemplazando los transistores y teniendo en cuenta que la carga que introduce el segundo diferencial es 2 $R_e h_{fe} >> R_2$, se obtiene la FIGURA 5.7.(a)

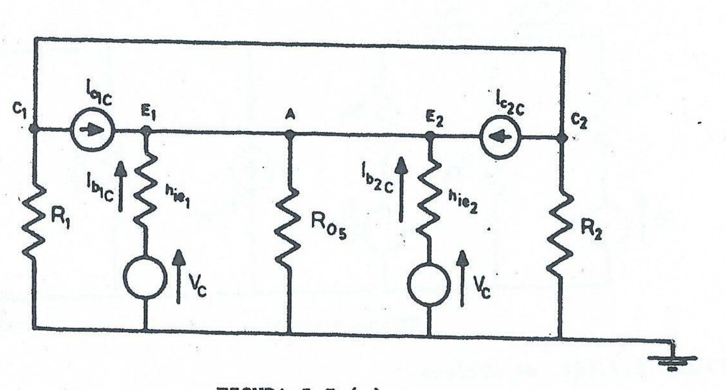


FIGURA 5.7.(a).

Desdoblando generadores :

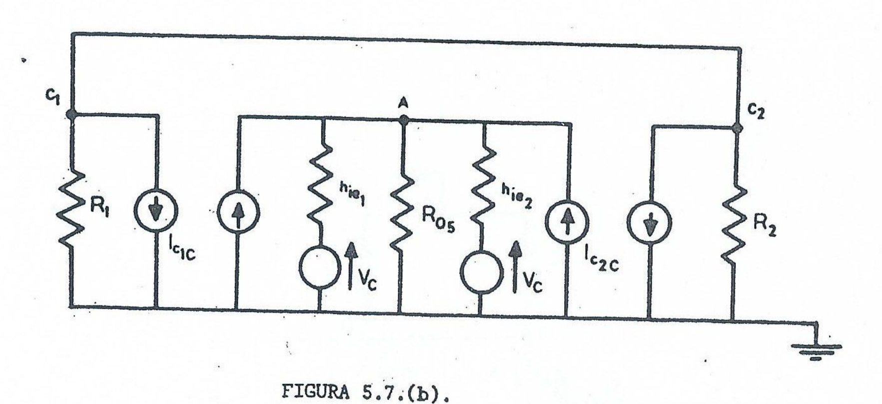


FIGURA 5.7.(b).

Pasamos a la FIGURA 5.7.(c).

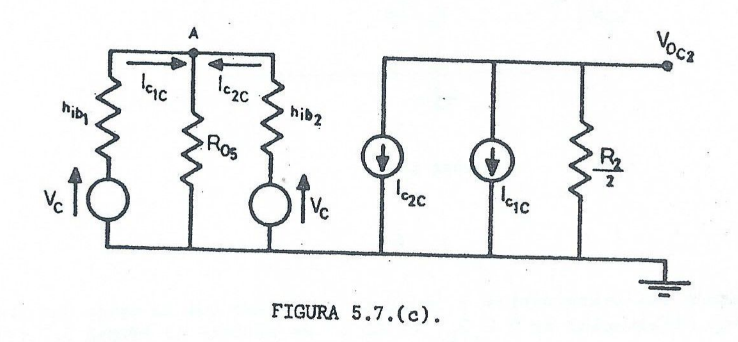


FIGURA 5.7.(c).

Suponiendo $I_{c2_C} = I_{c1_C}$ se tiene la FIGURA 5.7.(d).

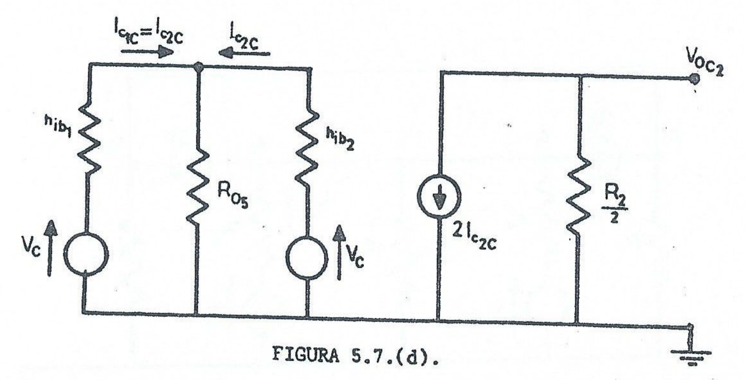


FIGURA 5.7.(d).

De la FIGURA 5.7.(d). se obtiene :

$V_{OC2} = -I_{c2_C} \cdot R_2$

De la malla de entrada de la FIGURA 5.7.(d). se obtiene :

$$V_C = 2\ I_{c2_C} \cdot R_{O5}$$

Por lo tanto la ganancia de modo común es :

$$A_{C1} = \frac{V_{OC2}}{V_C} = -\frac{R_2}{2\ R_{O5}} \qquad \{5.2.\}$$

y la relación de rechazo de modo común es :

$$\rho_1 = \frac{A_{d1}}{A_{C1}} = \frac{g_{m2} \cdot R_{d1}}{R_2\ /\ 2\ R_{O5}} = 2\ g_m\ R_{05}\ \frac{R_{d1}}{R_2} \qquad \{5.3.\}$$

$$\rho_1 = 2\ .\ 20\ .\ 10^{-3}.\ 3{,}3\ .\ 10^6\ \frac{2{,}94\ .\ 10}{7{,}5\ .\ 10} = 51744$$

$$\rho_1 = 94\ dB$$

Se tiene otro tipo de error de salida originado por una señal de entrada de modo común. Ver FIGURA 5.8.

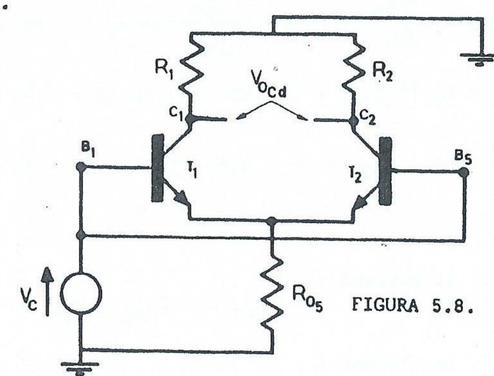


FIGURA 5.8.

Dicho error aparece como consecuencia de la desigual ganancia de los dos lados del amplificador diferencial.

Esa ganancia desigual ocurre por desbalance entre los transistores T_1 y T_2 (desbalance muy pequeño por pertenecer T_1 y T_2 al mismo integrado) y por desbalance entre los resistores R_1 y R_2 .

Por la acción de la tensión de modo común V_C y por el desbalance mencionado aparece una tensión de salida diferencial entre C_1 y C_2 , (V_{Ocd}).

Es decir que la tensión de modo común origina la tensión diferencial de salida V_{Ocd}.

Esta tensión V_{Ocd} se presenta entre los mismos colectores de donde se extrae la tensión de salida diferencial correcta. Por lo tanto la segunda etapa (que tiene una ganancia diferencial A_{d2}), no puede discriminar entre la verdadera tensión de salida diferencial de la primera etapa y la tensión V_{Ocd} . Las amplifica a ambas A_{d2} veces.

Por supuesto que en la salida de la segunda etapa existirá una tensión de error, debido a este efecto analizado, de valor: $V_{OCd} \cdot A_{d2}$

Se puede definir la ganancia de modo común que da por resultado una señal diferencial como :

$$A_{C1d} = A_{d1} \quad (\text{\% ganancia de desbalance})\ (0{,}01) \qquad \{5.4.\}$$

Se puede definir la relación de rechazo correspondiente como :

$$\rho_d = \frac{A_{d1}}{A_{C1d}} = \frac{A_{d1}}{A_{d1}\ (\text{\% gan. de desb.})(0{,}01)} = \frac{100}{\text{\% gan. de desb.}} \qquad \{5.5.\}$$

Si suponemos los transistores T_1 y T_2 perfectamente apareados y que R_1 y R_2 tengan una tolerancia de $\pm$ 1 %, se obtiene en el peor de los casos una diferencia de ganancia del 2 % entre ambos colectores.

Por lo tanto :

$$\rho_d = \frac{100}{2} = 50 \qquad \therefore \qquad \rho_d = 34 \text{ dB}$$

Es decir un ρ bastante bajo.

Si la ganancia de desbalance es del 1 % se tiene :

$$\rho_d = \frac{100}{1} = 100 \qquad \therefore \qquad \rho_d = 40 \text{ dB}$$

con lo cual no mejora mucho.

En los circuitos totalmente integrados este ρ_d aumenta notablemente.

Veamos ahora la segunda etapa. Esta tiene una tierra virtual A' para las tensiones diferenciales :

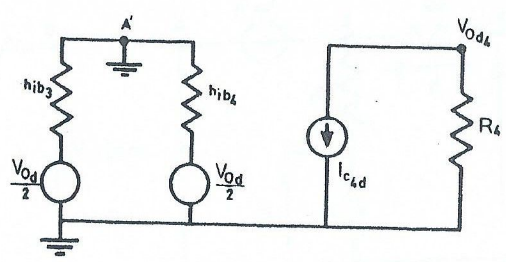


FIGURA 5.9.

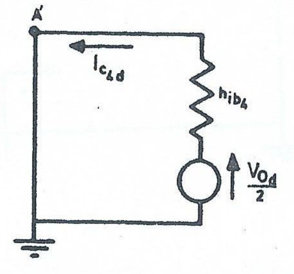
V_{Od} es la tensión de salida diferencial de la 1°etapa (entre colectores).

De la FIGURA 5.9. se obtiene :

$$V_{Od4} = -\ I_{c4d} \cdot R_4$$

De la FIGURA 5.10. se obtiene :

$$V_{Od} = 2\ I_{c4d} \cdot h_{ib4}$$



$$\therefore \quad A_{d2} = \frac{V_{Od4}}{V_{Od}} = -\ \frac{R_4}{2\ h_{ib4}} \qquad \therefore \qquad A_{d2} = -\ \frac{g_{m4}}{2}\ R_4 \qquad \{5.6.\}$$

$$g_{m4} = 40\ I_{CQ4} = 40 \ .\ 0{,}517\ .\ 10^{-3} = 20{,}68 \text{ mU}$$

$$A_{d2} = -\ \frac{20{,}68}{2}\ 3{,}3 = -\ 34{,}2$$

La ganancia diferencial de las dos etapas es :

$$A_d = A_{d1} \cdot A_{d2} \qquad \{5.7.\}$$

$$A_d = A_{d1} \cdot A_{d2} = 58{,}8 \ .\ 34{,}2 \simeq 2010$$

$$\therefore \quad A_d \simeq 66 \text{ dB}$$

La ganancia de modo común de la 2° etapa es :

$$A_{C2} = \frac{V_{OC4}}{V_{OC2}} = \frac{-\ I_{c4C} \cdot R_4}{2\ R_e \cdot I_{c4C}} = -\ \frac{R_4}{2\ R_e} \qquad \{5.8.\}$$

La relación de rechazo de modo común es :

$$\rho_2 = \frac{A_{d2}}{A_{C2}} = \frac{g_{m4} \cdot R_4 / 2}{R_4 / 2\ R_e} = g_{m4} \cdot R_e \qquad \{5.9.\}$$

$$\rho_2 = g_{m4} \cdot R_e = 20{,}68 \ .\ 1{,}5 = 31$$

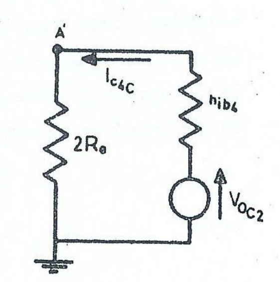


FIGURA 5.11.

$\therefore\ \rho_2 \simeq 30$ dB . Como luego veremos este valor de ρ_2 es un muy buen valor para una segunda etapa diferencial.

En la FIGURA 5.12. se analizan las dos etapas :

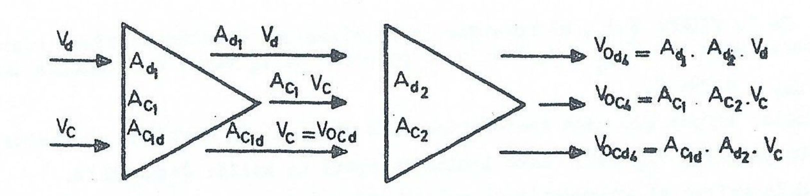


FIGURA 5.12.

Sabemos que $A_d = A_{d1} \cdot A_{d2}$ {5.7.}

La tensión de salida de modo común es :

$$V_{OC4} + V_{OCd4} = V_C\ (\ A_{C1} \cdot A_{C2} + A_{C1d} \cdot A_{d2}\ ) \qquad \{5.10.\}$$

La ganancia de modo común de las 2 etapas es:

$$A_C = \frac{V_{OC4} + V_{OCd4}}{V_C} = A_{C1} \cdot A_{C2} + A_{C1d} \cdot A_{d2} \qquad \{5.11.\}$$

Definimos la relación de rechazo de las dos etapas como :

$$\rho = \frac{A_d}{A_C} \qquad \{5.12.\}$$

$$\therefore \ \rho = \frac{A_d}{A_C} = \frac{A_{d1} \cdot A_{d2}}{A_{C1} \cdot A_{C2} + A_{C1d} \cdot A_{d2}}$$

$$\therefore \ \rho = \frac{1}{\dfrac{A_{C1} \cdot A_{C2}}{A_{d1} \cdot A_{d2}} + \dfrac{A_{C1d}}{A_{d1}}} = \frac{1}{\dfrac{1}{\rho_1 \cdot \rho_2} + \dfrac{1}{\rho_d}} \qquad \{5.13.\}$$

En nuestro ejemplo $\rho_1 = 51744$ y $\rho_2 = 31$ y $\rho_d = 100$ $\therefore$ $\rho_1 \cdot \rho_2 = 1{,}6 \cdot 10^6$

Por lo tanto :

$$\rho = \frac{1}{\dfrac{1}{1{,}6 \cdot 10^6} + \dfrac{1}{100}} \simeq 100 = \rho_d$$

Vemos que $\rho_2 = 31$ es suficiente como para llevar el producto $\rho_1 \cdot \rho_2$ a un valor altísimo. Como consecuencia el ρ de las dos etapas coincide con ρ_d.
(En nuestro ejemplo ρ_d es bajo $\rightarrow$ 40 dB).

Esto muestra la necesidad de cuidar exhaustivamente los desbalances.

La resistencia de entrada diferencial esta dada por :

$$R_{id} = 2\, h_{ie1}$$

Como:

$$h_{fe1} \simeq g_{m1} \cdot h_{ie1} \qquad \text{resulta :}$$

$$R_{id} = 2\, \frac{h_{fe1}}{g_{m1}} = \frac{2 \cdot 100}{0{,}5 \cdot 10^{-3}} = 400 \ \text{K}\Omega$$

5.2. ETAPAS DE DESPLAZAMIENTO DE NIVEL DE CONTINUA :

En la FIGURA 5.1., el colector de T_2 tiene una tensión continua respecto de tierra dada por $V_{C2_T} = 2{,}25$ V y el colector de T_4 tiene una tensión continua $V_{C4_T} = 4{,}294$ V.

Al acoplar etapas que usan transistores NPN el nivel de continua se acerca a la tensión positiva V_{CC} (6V). Esto limita la señal de salida disponible.

Se podría evitar el inconveniente mencionado usando etapas complementarias PNP-NPN. Pero existe el inconveniente de que los PNP integrados tienen menor ganancia y menor respuesta de frecuencia que los NPN integrados.

Lo que se hace entonces es disminuir el nivel de tensión continua por medio de etapas de desplazamiento de nivel de continua.

Dichas etapas proveen un determinado nivel de tensión continua introduciendo al mismo tiempo poca pérdida de señal. Además, estas etapas se usan habitualmente como etapas separadoras entre etapas sucesivas. Para lo cual conviene que tengan alta resistencia de entrada y baja resistencia de salida.

Veamos el comportamiento de la etapa de la FIGURA 5.13.

En dicha FIGURA V_X y V_Z son las tensiones continuas de entrada y de salida, mientras que V_i y V_O son las tensiones dinámicas de entrada y de salida.

$+V_{CC}$, V_X (V_i), V_{BE}, V_{ET}, R_1, V_Z (V_O), R_2

FIGURA 5.13

$$V_Z = V_{ET} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad \{5.14.\}$$

$$V_{ET} = V_X - V_{BE} \qquad \{5.15.\}$$

Reemplazando {5.15.} en {5.14.} se tiene :

$$V_Z = (V_X - V_{BE}) \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad \{5.16.\}$$

Como se ve adecuando la relación $\frac{R_2}{R_1}$ se disminuye V_Z.

Suponiendo para la señal que $V_{be} \rightarrow 0$, se tiene que :

$$A_v = \frac{V_O}{V_i} \simeq \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1 \qquad \{5.17.\}$$

Es decir que se tiene una atenuación de la señal de entrada V_i, lo cual hace q este tipo de etapa no sea la mas adecuada.

Por otra parte, la etapa también tiene el inconveniente de su resistencia de salida alta, como se ve en la FIGURA 5.14. y FIGURA 5.15.

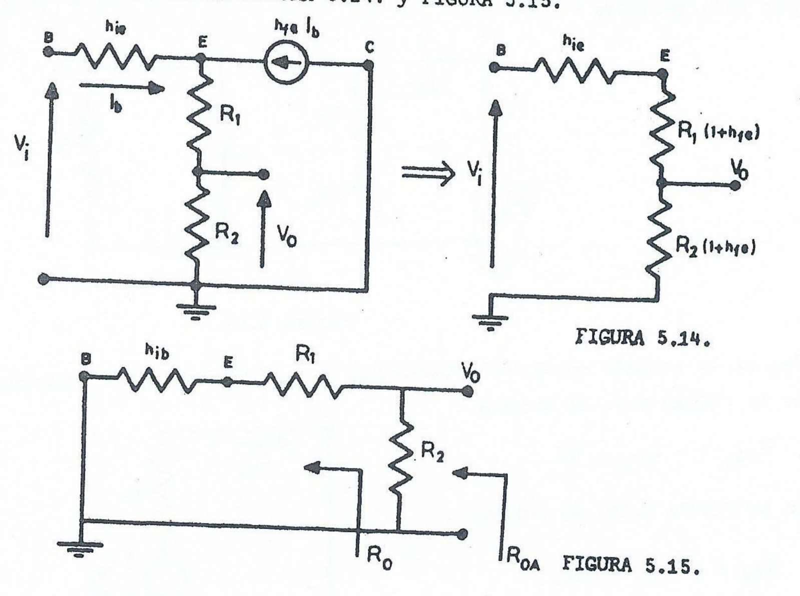


FIGURA 5.14.

FIGURA 5.15.

Para hallar la resistencia de salida, en la FIGURA 5.15., cuyo nivel es I_e, hemos hecho $V_i=0$.

Vemos que :

$$R_O = h_{ib} + R_1 \simeq R_1 \qquad \{5.18.\}$$

y que :

$$R_{OA} = R_O \;||\; R_2 \simeq R_1 \;||\; R_2 \qquad \{5.19.\}$$

Analicemos la etapa de la FIGURA 5.16.

$$V_Z = V_X - V_{BE} - V_R \qquad \{5.20.\}$$

donde V_R es la tensión de referencia del zenner.

V_R está en el orden de 6 a 9 V.

Como la resistencia dinámica del zenner es pequeña no hay prácticamente atenuación de la señal. El principal inconveniente del circuito de la FIGURA 5.16. se ocasiona en lo ruidoso que es el zenner trabajando con bajos niveles de señal.

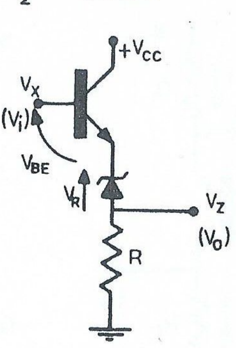


FIGURA 5.16.

Analicemos la etapa de la FIGURA 5.17.

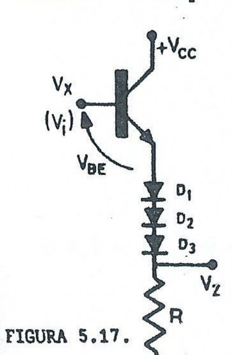


FIGURA 5.17.

En la FIGURA 5.17. los diodos son transistores conectados como diodos :

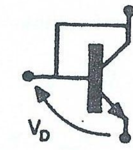


FIGURA 5.18.

donde : $V_D = V_{BE}$ {5.21.}

La tensión continua de salida es :

$$V_Z = V_X - 4\,V_{BE} \qquad \{5.22.\}$$

Generalizando :

$$V_Z = V_X - (\,n + 1\,)\,.\,V_{BE} \qquad \{5.23.\}$$

La resistencia dinámica de cada diodo integrado es $\frac{1}{g_m} \simeq h_{ib}$

En la FIGURA 5.19. se tiene el circuito que corresponde a la resistencia de salida :

B hib E n hib R2 Ro RoA

FIGURA 5.19.

$$R_O = (\,n + 1\,)\,.\,h_{ib} = \frac{n+1}{g_m} \qquad \{5.24.\}$$

$$R_{OA} = R_O \;||\; R_2$$

La resistencia de salida R_{OA} es baja por serlo R_O.

Analicemos la etapa de la FIGURA 5.20. :

r_O es la resistencia de salida de la fuente de corriente constante (grande).

$$V_Z = V_X - I\,.\,R_1 \qquad \{5.25.\}$$

Vcc Vx (Vi) T1 VBE R1 Vz (Vo) I ro

FIGURA 5.20.

Veamos en la FIGURA 5.21. la resistencia de salida de la etapa.

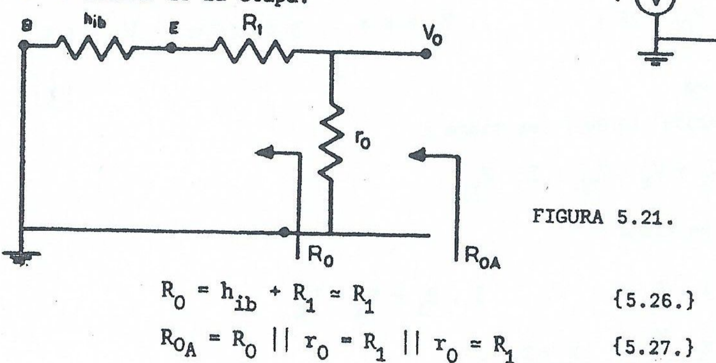


FIGURA 5.21.

$$R_O = h_{ib} + R_1 \simeq R_1 \qquad \{5.26.\}$$

$$R_{OA} = R_O \;||\; r_O = R_1 \;||\; r_O \simeq R_1 \qquad \{5.27.\}$$

Si el circuito se carga con una R_L relativamente baja se tendría : FIGURA 5.22.

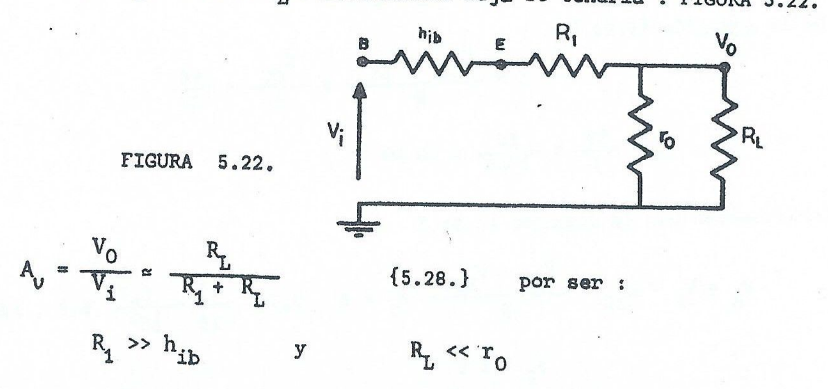


FIGURA 5.22.

$$A_v = \frac{V_O}{V_i} \simeq \frac{R_L}{R_1 + R_L} \qquad \{5.28.\} \quad \text{por ser :}$$

$$R_1 >> h_{ib} \quad \text{y} \quad R_L << r_O$$

Por lo tanto se tendría atenuación de la señal. En este caso entre la etapa de desplazamiento de nivel y la carga de R_L se debería colocar una etapa separadora.

El circuito de la FIGURA 5.20. se puede implementar como se observa en la FIGURA 5.23. :

En la Fig. 23 se tiene:

$$I = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \quad \{5.29.\}$$

Como T_2 y T_3 tienen la misma V_{BE} resulta que por T_3 y por T_4 circula esa misma corriente I.

Por lo tanto:

$$V_Z = V_X - V_{BE} - I \cdot R_1 \quad \{5.30.\}$$

$$V_Z = V_X - V_{BE} - \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} R_1 \quad \{5.31.\}$$

Si se hace :

$V_{CC} >> V_{BE}$ queda :

$$V_Z = V_X - V_{BE} - V_{CC} \frac{R_1}{R} \quad \{5.32.\}$$

FIGURA 5.23.

Ejemplo :

Sea : $V_{CC} = 10$ V $\quad V_X = 8$ V $\quad$ y se quiere $V_Z = 1$ V

Adoptemos :

$I = 1$ mA

Entonces de la ecuación {5.30.} se tiene :

$$V_Z = V_X - V_{BE} - I \cdot R_1$$

Despreciando V_{BE} se tiene :

$$V_Z = V_X - I \cdot R_1 \quad \therefore \quad I \cdot R_1 = V_X - V_Z$$

$$\therefore \quad R_1 = \frac{V_X - V_Z}{I} = \frac{8 - 1}{1 \text{ mA}} = 7 \text{ K}\Omega \text{ . Tomamos } 6{,}8 \text{ K}\Omega$$

De la ecuación {5.29.} :

$$I = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \simeq \frac{V_{CC}}{R} = \frac{10}{R}$$

$$\therefore \quad R = \frac{10}{I} = \frac{10}{1 \text{ mA}} = 10 \text{ K}\Omega$$

Verificación con la ecuación {5.31.}

$$V_Z = V_X - V_{BE} - \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} R_1 = 8 - 0{,}7 - \frac{10 - 0{,}7}{10 \cdot 10^3} 6{,}8 \cdot 10^3$$

$$V_Z \simeq 1 \text{ V}$$

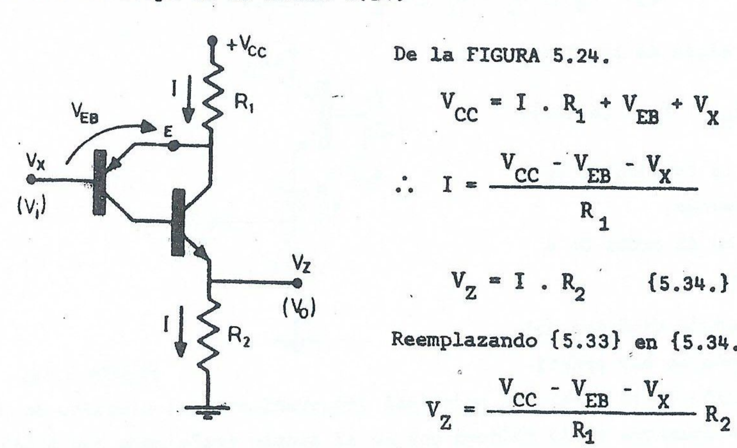
Si adoptamos $I = 10$ mA , se obtiene $R_1 = 680\ \Omega$ y $R = 1$ KΩ

Verificando:

$$V_Z = 8 - 0{,}7 - \frac{10 - 0{,}7}{1000} \cdot 680 \simeq 1 \text{ V}$$

Adoptando $I = 10$ mA se tiene como ventaja que $R_O \doteq R_1$ es solo de 680 Ω en lugar de 6,8 KΩ.

Analicemos la etapa de la FIGURA 5.24.



De la FIGURA 5.24.

$$V_{CC} = I \cdot R_1 + V_{EB} + V_X$$

$$\therefore \quad I = \frac{V_{CC} - V_{EB} - V_X}{R_1} \quad \{5.33.\}$$

$$V_Z = I \cdot R_2 \quad \{5.34.\}$$

Reemplazando {5.33} en {5.34.} :

$$V_Z = \frac{V_{CC} - V_{EB} - V_X}{R_1} R_2 \quad \{5.35.\}$$

El transistor lateral integrado PNP y el NPN vertical se comportan como un único transistor compuesto PNP. Por lo tanto se tiene que :

$$A_v = \frac{V_O}{V_i} \simeq - \frac{R_2}{R_1}$$

suponiendo que $R_2 = 2 R_1$ se tiene $A_v = 2$.

Si además $V_{CC} = 10$ V y $V_X = 8$ V se tiene :

$$V_Z = \frac{V_{CC} - V_{EB} - V_X}{R_1} R_2 = (10 - 0{,}7 - 8) \cdot 2 = 2{,}6 \text{ V}$$

Se obtiene $V_Z = 2{,}6$ V pero con ganancia de la etapa de 2 .

5.3. CONTINUACION DEL ANALISIS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL 741 :

Sea la FIGURA 5.25.

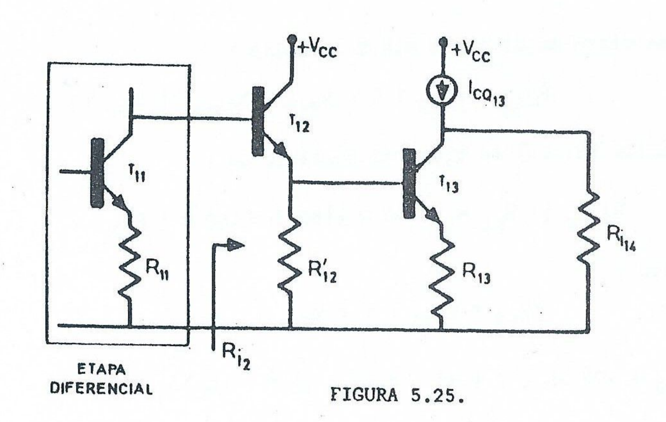


FIGURA 5.25.

R_{i4} es la resistencia de entrada de la etapa excitadora y su valor es de 8,75 MΩ

R'_{12} = 50 KΩ R_{13} = 100 Ω I_{CQ_3} = 550 μA $h_{fe_{12}} = h_{fe_{13}} = 250$

Calculamos primero R_{i_2} . (Ver FIGURA 5.25. y 5.26.)

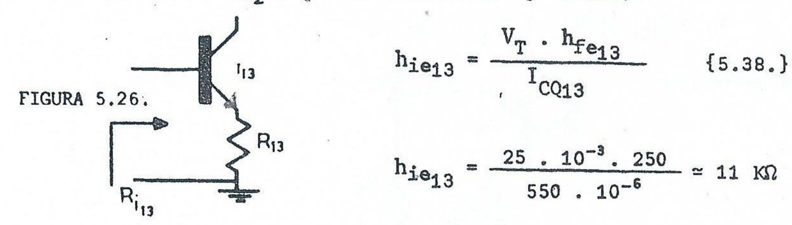


FIGURA 5.26.

$$h_{ie_{13}} = \frac{V_T \cdot h_{fe_{13}}}{I_{CQ13}} \qquad \{5.38.\}$$

$$h_{ie_{13}} = \frac{25 \cdot 10^{-3} \cdot 250}{550 \cdot 10^{-6}} \simeq 11 \text{ K}\Omega$$

$$R_{i_{13}} = h_{ie_{13}} + h_{fe_{13}} \cdot R_{13} \simeq 11 \text{ K}\Omega + 250 \cdot 100 = 36 \text{ K}\Omega$$

Pasamos a la FIGURA 5.27.

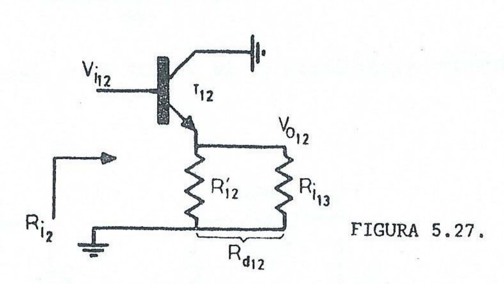


FIGURA 5.27.

$$R_{d_{12}} = R'_{12} \,||\, R_{i_{13}} = 50 \text{ K}\Omega \,||\, 36 \text{ K}\Omega \simeq 21 \text{ K}\Omega$$

Determinemos I_{CQ12} .

$$V_{BT13} = V_{BE13} + I_{CQ13} \cdot R_{13} = 600 \text{ mV} + 0{,}55 \cdot 10^{-3} \cdot 100 = 655 \text{ mV}$$

$$I_{B_{13}} = \frac{I_{CQ13}}{h_{FE13}} = \frac{550 \ \mu A}{250} = 2{,}2 \ \mu A$$

Llamamos I la corriente que circula por R'_{12} .(FIGURA 5.25.)

$$I = \frac{V_{BT_{13}}}{R'_{12}} = \frac{655 \text{ mV}}{50 \text{ K}\Omega} = 13{,}1 \ \mu A$$

$$I_{CQ_{12}} = I + I_{B_{13}} = (13{,}1 + 2{,}2) \ \mu A \simeq 15 \ \mu A$$

Calculamos $h_{ie_{12}}$.

$$h_{ie_{12}} = \frac{V_T \cdot h_{fe_{12}}}{I_{CQ_{12}}} = \frac{25 \cdot 10^{-3} \cdot 250}{15 \cdot 10^{-6}} \simeq 416 \text{ K}\Omega$$

$$R_{i_2} = h_{ie_{12}} + h_{fe_{12}} \cdot R_{d_{12}} = 416 \text{ K}\Omega + 250 \cdot 21 \text{ K}\Omega = 5{,}66 \text{ M}\Omega \qquad \{5.36.\}$$

Cálculo de la ganancia de la etapa que contiene a T_{12} (Ver FIGURA 5.27. y 5.28.)

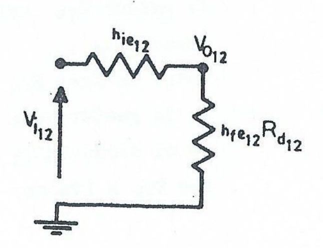


FIGURA 5.28.

$$h_{fe_{12}} \cdot R_{d_{12}} = 250 \cdot 21 \text{ K}\Omega = 5250 \text{ K}\Omega$$

$$A_{V_{12}} = \frac{h_{fe_{12}} \cdot R_{d_{12}}}{h_{ie_{12}} + h_{fe_{12}} \cdot R_{d_{12}}} = \frac{5250 \text{ K}\Omega}{5666 \text{ K}\Omega} = 0{,}926 \qquad \{5.37.\}$$

Para analizar la parte dinámica del transistor T_{13}es imprescindible analizar cómo está polarizado.
Ello se ve en la FIGURA 5.29.

El transistor T_3 fue analizado en el punto 4.4.2. y se obtuvo la corriente de referencia I_{R1} de 0,74 mA.

Esa corriente I_{R1} coincide con la corriente de emisor de T_{14}, ya que T_3 y T_{14} tienen la misma V_{BE}.

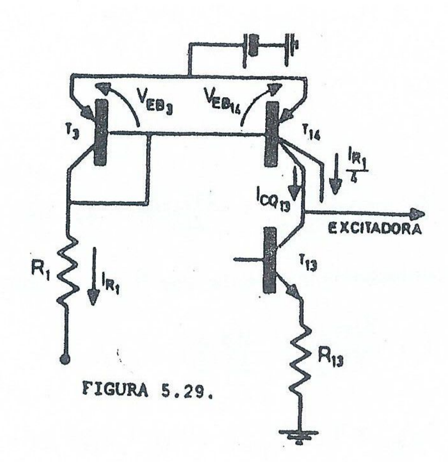


FIGURA 5.29.

El transistor T_{14} es un PNP lateral multicolector. Sus dos colectores tienen distintas áreas integradas.

$$I_{CQ_{13}} = 0{,}75 \cdot I_{R1} = 0{,}75 \cdot 0{,}74 \text{ mA} \simeq 550 \ \mu\text{A}$$

ya que del área total de colector tiene las 3/4 partes. La otra salida tiene una corriente de colector igual a:

$$\frac{I_{R_1}}{4}$$

Desde el punto de vista dinámico se obtiene el circuito de la FIGURA 5.30.

FIGURA 5.30.

El emisor E_{14} está a tierra a través de la fuente V_{CC}.

Entre la base B_{14} y tierra en realidad existe la resistencia dinámica que le corresponde al diodo de T_3. Como es pequeña suponemos B_{14} a tierra.

Cálculo de la resistencia de salida R_{O_2}

$$R_{O_2} = R_{O_{13}} \ || \ r_{O_{14}} \qquad \{5.39.\}$$

$$r_{O_{13}} = \frac{1}{\eta \cdot g_{m_{13}}} = \frac{1}{2 \cdot 10^{-4} \cdot 40 \cdot I_{CQ_{13}}} = \frac{1}{2 \cdot 10^{-4} \cdot 40 \cdot 0{,}55 \cdot 10^{-3}}$$

$$r_{O_{13}} \simeq 227 \text{ K}\Omega$$

$$r_{O_{14}} = \frac{1}{\eta \cdot g_{m_{14}}} = \frac{1}{5 \cdot 10^{-4} \cdot 40 \cdot 0{,}55 \cdot 10^{-3}} \simeq 91 \text{ K}\Omega$$

El η de T_{13} corresponde a un NPN y el η del T_{14} a un PNP.

$$h_{ie_{13}} = 11 \text{ K}\Omega \quad \text{según la ecuación } \{5.38.\}$$

Según se ha visto en el punto 4.4.2. resulta :

$$R_{O_{13}} = r_{O_{13}} \{ 1 + g_{m_{13}} (h_{ie_{13}} \ || \ R_{13}) \} \qquad \{5.40.\}$$

En la ecuación {5.40.} se tiene el paralelo de :

$$h_{ie_{13}} \ || \ R_{13} = 11000 \ \Omega \ || 100 \ \Omega \simeq 100 \ \Omega = R_{13}$$

Por lo tanto :

$$R_{O_{13}} \simeq r_{O_{13}} (1 + g_{m_{13}} \cdot R_{13})$$

$$R_{O_{13}} = 227 \text{ K}\Omega (1 + 40 \cdot 0{,}55 \cdot 10^{-3} \cdot 100) = 726 \text{ K}\Omega$$

$$R_{O_2} = R_{O_{13}} \ || \ r_{O_{14}} = 726 \text{ K}\Omega \ || \ 91 \text{ K}\Omega \simeq 81 \text{ K}\Omega$$

Recordar que R_{O_2} está cargado con la entrada de la etapa excitadora $R_{i_4} = 8{,}75$ MΩ

Por lo tanto la resistencia dinámica R_d que ve el transistor T_{13} es :

$$R_d = R_{O_2} \ || \ R_{i_4} \simeq R_{O_2} = 81 \text{ K}\Omega$$

El circuito queda así :

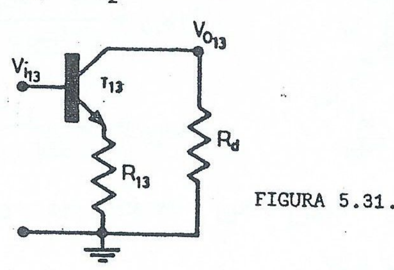


FIGURA 5.31.

El circuito equivalente de la FIGURA 5.31. reemplazando T_{13} es :

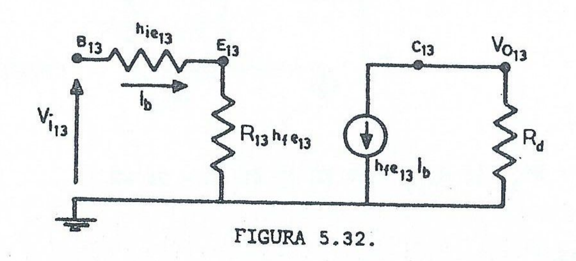


FIGURA 5.32.

Volviendo a la FIGURA 5.25. se puede establecer la ganancia de T_{12} y T_{13}. Se debe tener en cuenta que $V_{O_{12}} = V_{i_{13}}$. FIGURA 5.33.

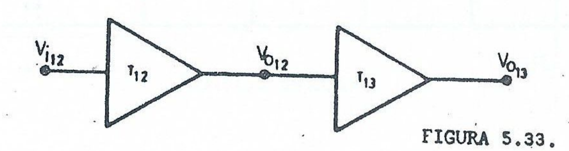


FIGURA 5.33.

Por lo tanto :

$$A_{V_2} = \frac{V_{O_{13}}}{V_{i_{12}}} = \frac{V_{O_{13}}}{V_{i_{13}}} \cdot \frac{V_{i_{13}}}{V_{i_{12}}} = \frac{V_{O_{13}}}{V_{i_{13}}} \cdot \frac{V_{O_{12}}}{V_{i_{12}}} \qquad \{5.41\}$$

La relación $\frac{V_{O_{12}}}{V_{i_{12}}}$ ya fue calculada en la ecuación {5.37.}

Resultó :

$$A_{V_{12}} = \frac{V_{O_{12}}}{V_{i_{12}}} = 0{,}926$$

Calcularemos ahora con la ayuda de la FIGURA 5.32. la ganancia $A_{V_{13}} = \frac{V_{O_{13}}}{V_{i_{13}}}$

$$V_{O13} = -h_{fe13}\, I_b\, R_d \qquad V_{i13} = I_b\{h_{ie13} + h_{fe13}\, R_{13}\}$$

$$\therefore \quad V_{i_{13}} = I_b \cdot R_{i_{13}}$$

$$A_{V_{13}} = \frac{V_{O_{13}}}{V_{i_{13}}} = -\frac{h_{fe_{13}} \cdot I_b \cdot R_d}{I_b \cdot R_{i_{13}}} = -\frac{h_{fe_{13}} \cdot R_d}{R_{i_{13}}} \qquad \{5.42.\}$$

$$A_{V_{13}} = -\frac{250 \,.\, 81\ K\Omega}{36\ K\Omega} = -\ 562{,}5$$

$$A_{V_2} = A_{V_{12}} \cdot A_{V_{13}} = -\ 0{,}926 \,.\, 562{,}5 = -\ 520$$

$$A_{V_2} = 20\ \ell og\ 520 \approx 54\ dB$$

La ganancia total es el producto de A_{V_1} (ganancia diferencial) =563

y de $A_{V_2} \rightarrow A_V = A_{V_1} \cdot A_{V_2} = 563 \,.\, 520 \approx 290000 \quad \therefore \quad A_V \approx 110$ dB

5.4. ACOPLAMIENTO A . C y R :

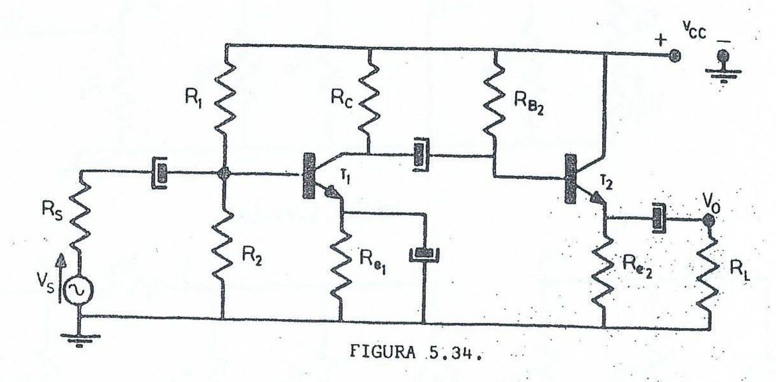


FIGURA 5.34.

DATOS :

R_S = 1 KΩ	h_{fe} = 100	R_C = 1 KΩ	R_L = 1 KΩ
R_1 = 100 KΩ	V_{CC} = 20 V	R_2 = 10 KΩ	R_{B_2} = 100 KΩ
R_{e1} = 1 KΩ	R_{e2} = 2 KΩ		

Se calcula Q_1 :

$$V_{BB} = V_{CC}\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 20\ \frac{10\ K\Omega}{110\ K\Omega} = 1{,}82\ V$$

$$R_B = R_1 \,||\, R_2 = 100\ K\Omega \,||\, 10\ K\Omega = 9{,}1\ K\Omega$$

$$I_{CQ_1} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_{e_1} + \frac{R_B}{h_{FET}}} = \frac{1{,}82 - 0{,}7}{1000 + \frac{9100}{100}} = 1\ mA$$

$$V_{CEQ_1} = V_{CC} - I_{CQ_1}(R_{e_1} + R_C) = 20 - 1\ mA\ (1\ K\Omega + 1\ K\Omega) = 18\ V$$

Se calcula Q_2 :

$$I_{CQ_2} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_{e_2} + \frac{R_{B_2}}{h_{FE_T}}} = \frac{20 - 0{,}7}{2000 + \frac{100000}{100}} = 6{,}4\ mA$$

$$V_{CEQ_2} = V_{CC} - I_{CQ_2} \cdot R_{e_2} = 20 - 6{,}4\ mA \,.\, 2\ K = 7{,}2\ V$$

Q_1	1 mA 18 V	Q_2	6,4 mA 7,2 V

Circuito dinámico :

Se observa en la FIGURA 5.35.

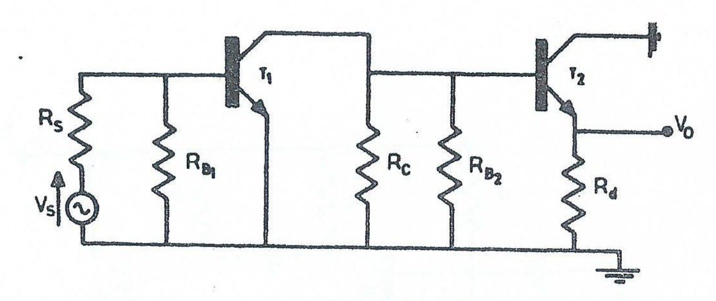


FIGURA 5.35.(a).

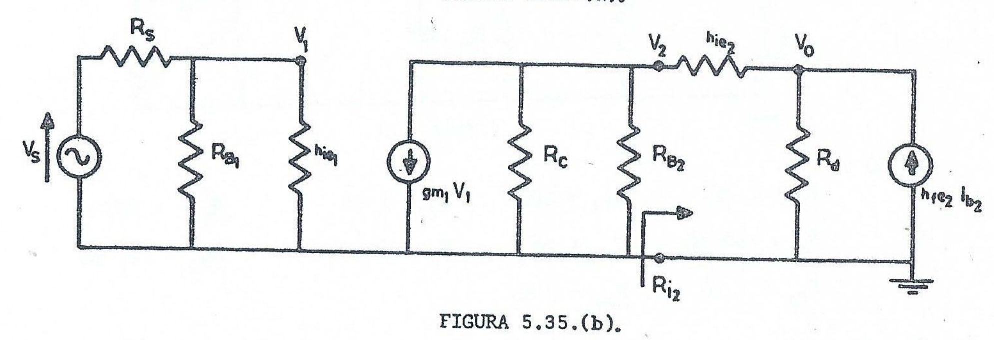


FIGURA 5.35.(b).

En la FIGURA 5.35.(a). es : $R_d = R_{e_2} \,||\, R_L = 2\ K\Omega \,||\, 1\ K\Omega \simeq 667\ \Omega$

$$g_{m_1} = 40\ I_{CQ_1} = 40\ .\ 10^{-3} = 40\ m\mho$$

$$h_{ie_1} \simeq \frac{h_{fe_1}}{g_{m_1}} = \frac{100}{40\ m\mho} = 2{,}5\ K\Omega$$

$$g_{m_2} = 40\ I_{CQ_2} = 40\ .\ 6{,}4\ .\ 10^{-3} = 256\ m\mho$$

$$h_{Ie_2} \simeq \frac{h_{fe_2}}{g_{m_2}} = \frac{100}{256\ m\mho} = 390\ \Omega$$

$$R_{i_2} = h_{ie_2} + h_{fe_2}\ .\ R_d = 390 + 100\ .\ 667 \simeq 67{,}1\ K\Omega \qquad \{5.43.\}$$

$$A_{V_2} = \frac{V_O}{V_2} = \frac{R_d\ .\ h_{fe_2}}{Ri_2} = \frac{66{,}7\ K\Omega}{67{,}1\ K\Omega} = 0{,}994 \qquad \{5.44.\}$$

Pasemos a la FIGURA 5.35.(c).

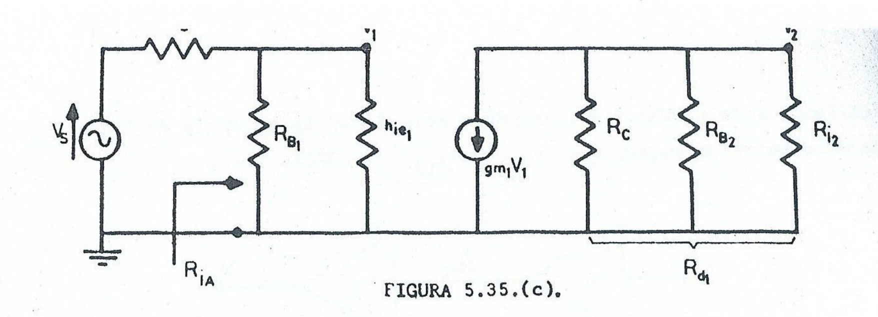


FIGURA 5.35.(c).

$$R_{d_1} = R_C \,||\, R_{B_2} \,||\, R_{i_2} = 1\ K\Omega \,||\, 100\ K\Omega \,||\, 67{,}1\ K\Omega = 990\ \Omega \,||\, 67100\ \Omega = 975\ \Omega$$

$$\frac{V_2}{V_1} = -\ g_{m_1}\ .\ R_{d_1} = -\ 40\ .\ 10^{-3}.\ 975 = -\ 39 \qquad \{5.45.\}$$

$$R_{iA} = R_{B_1} \,||\, h_{ie_1} = 9{,}1\ K\Omega \,||\, 2{,}5\ K\Omega = 1{,}96\ K\Omega$$

$$\frac{V_1}{V_S} = \frac{R_{iA}}{R_S + R_{iA}} = \frac{1{,}96\ K\Omega}{1{,}96\ K\Omega + 1\ K\Omega} = 0{,}662 \qquad \{5.46.\}$$

$$A_{V_1} = \frac{V_2}{V_S} = \frac{V_2}{V_1}\ .\ \frac{V_1}{V_S} = -\ 39\ .\ 0{,}662 = -\ 25{,}8 \qquad \{5.47.\}$$

$$A_{V_S} = A_{V_1}\ .\ A_{V_2} = -\ 25{,}8\ .\ 0{,}994 = -\ 25{,}6 \qquad \{5.48.\}$$

Calculamos la máxima tensión de salida de la 1º etapa :

$$V_{O_{2MAX}} = I_{CQ_1}\ .\ R_{d_1} = 10^{-3}.\ 975 = 0{,}975\ V$$

Calculemos la máxima tensión de salida :

$$V_{O_{MAX}} = A_{V_2}\ .\ V_{O_{2MAX}} = 0{,}994\ .\ 0{,}975 \simeq 0{,}97\ V$$

Calculemos la tensión de excitación V_S necesaria para obtener la $V_{O_{MAX}}$:

$$V_S = \frac{V_{O_{MAX}}}{A_{V_S}} = \frac{0{,}97\ V}{25{,}6} = \frac{970\ mV}{25{,}6} \cong 38\ mV$$

5.5. ACOPLAMIENTO FET - TRANSISTOR BIPOLAR :

Veamos la FIGURA 5.36.

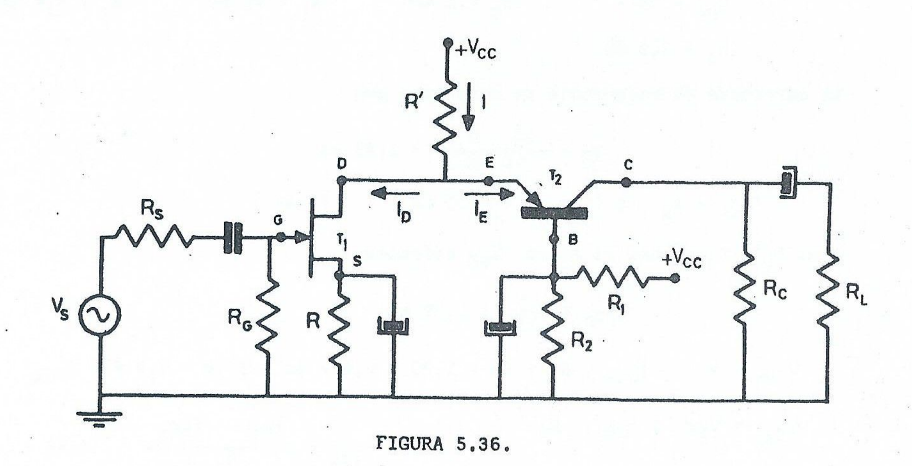


FIGURA 5.36.

$V_{CC} = 20$ V	$R' = 3{,}3$ KΩ	$R_g = 2{,}2$ MΩ	$R = 220$ Ω
$R_1 = R_2 = 2{,}2$ KΩ	$R_C = 4{,}7$ KΩ	$R_L = 5{,}6$ KΩ	$R_S = 600$ Ω

BC 557

Datos del FET : $I_{DSS} = 3{,}4$ mA $V_p = -2{,}2$ V

$V_{GS} = -0{,}44$ V $g_{m_1} = 2{,}4$ m℧

Por medio de la FIGURA 5.37. calculamos I_D :

$$V_{GS} = -V_R = -I_D \cdot R$$

$$\therefore \; I_D = -\frac{V_{GS}}{R} = -\frac{(-0{,}44)}{220}$$

FIGURA 5.37.

$$\therefore \; I_D = 2 \text{ mA}$$

Para el transistor T_2 aplicando THEVENIN entre B y T se tiene :

$$V_{BT} \doteq \frac{V_{CC}}{2} = 10 \text{ V}$$

$$R_B = R_1 \,||\, R_2 = 1{,}1 \text{ K}\Omega$$

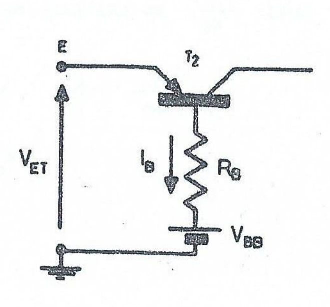


FIGURA 5.38.

Despreciando la caída $I_B \cdot R_B$ en la FIGURA 5.38. se tiene :

$$V_{BT} \doteq V_{BB} = 10 \text{ V}$$

$$V_{ET} = V_{EB} + V_{BT} = 0{,}7 + 10 = 10{,}7 \text{ V}$$

Por otra parte (FIGURA 5.36.) se tiene :

$$V_{CC} = R' \cdot I + V_{ET} \quad \therefore \quad I = \frac{V_{CC} - V_{ET}}{R'}$$

$$I = \frac{20 - 10{,}7}{3{,}3 \cdot 10^3} \simeq 2{,}81 \text{ mA}$$

$$\therefore \quad I_E = I - I_D = 2{,}81 - 2 = 0{,}81 \text{ mA}$$

$$I_{CQ_2} \simeq I_E \quad \text{despreciando } I_B .$$

Por R_C circula I_{CQ_2} :

$$V_{CT} = I_{CQ_2} \cdot R_C = 0{,}81 \cdot 10^{-3} \cdot 4{,}7 \cdot 10^3 = 3{,}8 \text{ V}$$

En la FIGURA 5.39. se tiene el circuito dinámico :

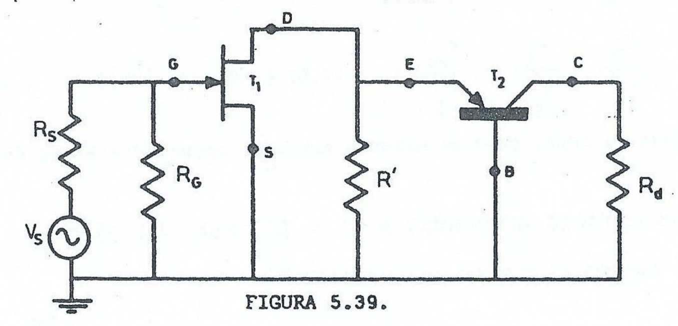


FIGURA 5.39.

Reemplazando T_1 y T_2 se obtiene la FIGURA 5.40.:

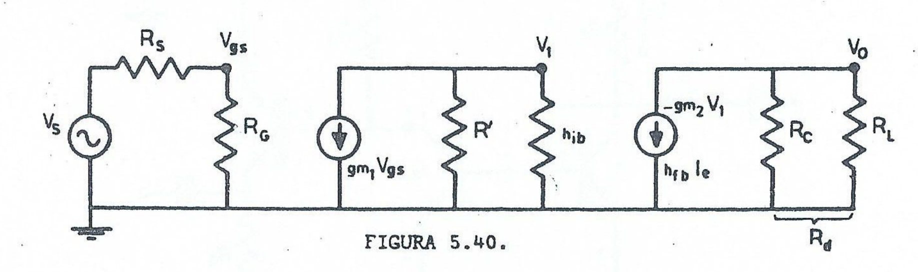


FIGURA 5.40.

$$A_{V_S} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{V_O}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_{gs}} \cdot \frac{V_{gs}}{V_S} \qquad \{5.49.\}$$

$$V_O = g_{m_2} \cdot V_1 \cdot R_d \qquad \therefore \qquad \frac{V_O}{V_1} = g_{m_2} \cdot R_d \qquad \{5.50\}$$

$$V_1 = - g_{m1} \cdot V_{gs} \cdot (R' \,||\, h_{ib}) \simeq - g_{m1} \cdot V_{gs} \cdot h_{ib} \qquad \{5.51.\}$$

$$\therefore \quad \frac{V_1}{V_{gs}} = - g_{m1} \cdot h_{ib} \qquad \{5.52.\}$$

$$\frac{V_{gs}}{V_S} = \frac{R_G}{R_G + R_S} \simeq 1$$

Para el BC 557 se tiene :

$$h_{ie} = 5\ K\Omega \qquad h_{fe} = 145 \qquad h_{ib} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}} = 34{,}5\ \Omega$$

$$R_d = R_C \,||\, R_L = 4{,}7\ K\Omega \,||\, 5{,}6\ K\Omega = 2{,}55\ K\Omega$$

$$g_{m2} = 40\ I_{CQ_2} = 40 \cdot 0{,}81 \cdot 10^{-3} = 32{,}4\ m\mho$$

$$\frac{V_O}{V_1} = g_{m2} \cdot R_d = 32{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 2{,}55 \cdot 10^{3} = 82{,}62$$

$$\frac{V_1}{V_{gs}} = - g_{m1} \cdot h_{ib} = - 2{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 34{,}5 = - 82{,}8 \cdot 10^{-3}$$

$$A_{V_S} = \frac{V_O}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_{gs}} \cdot \frac{V_{gs}}{V_S} = 82{,}62 \,(- 82{,}8 \cdot 10^{-3}) = - 6{,}84 \qquad \{5.53.\}$$

La ganancia es baja, pero el sistema posee un apreciable ancho de banda.

5.6. DOS ESTAPAS ACOPLADAS A EC y CC con CA 3046 :

El esquema se observa en la FIGURA 5.41.:

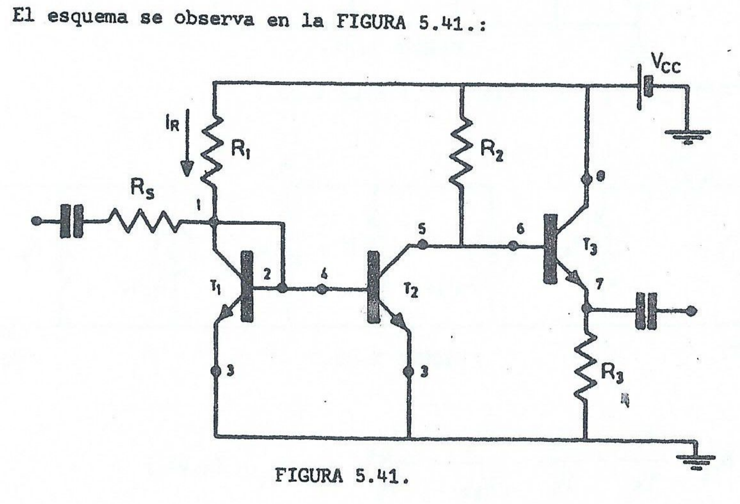


FIGURA 5.41.

DATOS :

$V_{CC} = 20\ V \qquad R_S = 1\ K\Omega \qquad R_1 = 10\ K\Omega \qquad R_2 = 5{,}6\ K\Omega$

$R_3 = 3{,}6\ K\Omega$

La corriente de referencia se determina con :

$$I_R = \frac{20 - 0{,}7}{10\ K\Omega} = 1{,}93\ mA$$

$$I_{CQ_1} = I_R - 2\ I_B \simeq I_R = 1{,}93\ mA \qquad \{5.54.\}$$

Como T_1 y T_2 tienen la misma V_{BE} entonces :

$$I_{CQ_1} = I_{CQ_2} = 1{,}93\ mA$$

$$V_{C2_T} = V_{CC} - I_{CQ2} \cdot R_2 = 20 - 1{,}93 \cdot 5{,}6 = 20 - 10{,}8 = 9{,}2\ V = V_{CEQ_2}$$

$$V_{C2_T} = V_{BE3} + I_{CQ3} \cdot R_3 \qquad \therefore \qquad I_{CQ3} = \frac{V_{C2_T} - V_{BE_3}}{R_3} \qquad \{5.55.\}$$

$$I_{CQ_3} = \frac{9{,}2 - 0{,}7}{3{,}6\ K\Omega} = 2{,}36\ mA$$

$$V_{CEQ_3} = V_{CC} - I_{CQ_3} \cdot R_3 = 20 - 2{,}36 \cdot 3{,}6 = 11{,}5\ V$$

El transistor T_1 actúa como diodo. Su circuito equivalente para señales débiles es el siguiente :

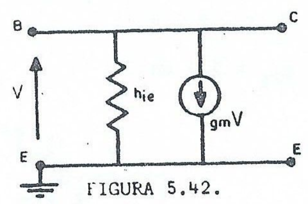


FIGURA 5.42.

Se puede reemplazar el generador $g_m \cdot V$ por una resistencia $\frac{1}{g_m}$

Por la resistencia $\frac{1}{g_m}$ circula la corriente :

$$I = \frac{V}{\left(\frac{1}{g_m}\right)} = g_m \cdot V$$

como se ve en la FIGURA 5.43.

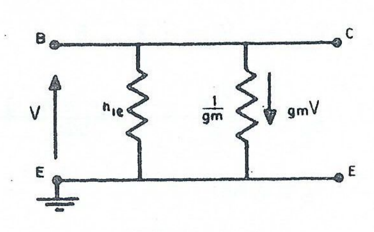


FIGURA 5.43.

Queda $\frac{1}{g_m}$ en paralelo con h_{ie} .

Como : $\frac{1}{g_m} << h_{ie}$, entonces la resistencia dinámica del diodo T_1 es :

$$r_d = \frac{1}{g_{m1}} \qquad \{5.56.\}$$

$$r_d = \frac{1}{40 \cdot I_{CQ_1}} = \frac{1}{40 \cdot 1{,}93 \cdot 10^{-3}} \simeq 13\ \Omega$$

En la FIGURA 5.44.(a) y (b)., se observa el circuito dinámico :

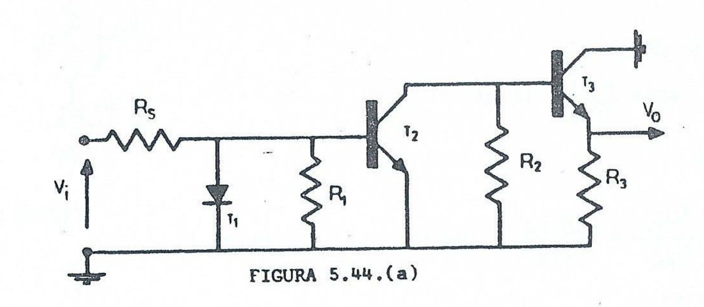


FIGURA 5.44.(a)

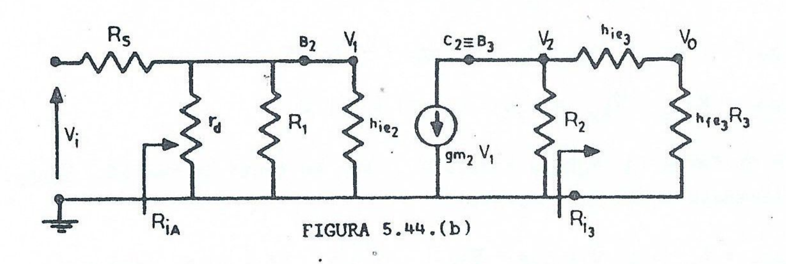


FIGURA 5.44.(b)

De la hoja de datos se saca que $h_{fe_3} = 100 = h_{fe_2}$

$$R_3 \quad h_{fe_3} = 3{,}6\ K\Omega \cdot 100 = 360\ K\Omega$$

$$g_{m_2} = g_{m_1} = 40\ I_{CQ2} = 40 \cdot 1{,}93 \cdot 10^{-3} = 77{,}2\ m\mho$$

$$g_{m_3} = 40\ I_{CQ3} = 40 \cdot 2{,}36 \cdot 10^{-3} = 94{,}4\ m\mho$$

$$h_{ie_2} \simeq \frac{h_{fe2}}{g_{m_2}} = \frac{100}{77{,}2 \cdot 10^{-3}} \simeq 1{,}3\ K\Omega$$

$$h_{ie_3} \simeq \frac{h_{fe3}}{g_{m3}} = \frac{100}{94{,}4 \cdot 10^{-3}} = 1{,}06\ K\Omega$$

$$R_{i_3} = h_{ie_3} + h_{fe_3} \cdot R_3 = 1{,}06\ K\Omega + 360\ K\Omega \simeq 361\ K\Omega$$

$$R_{iA} = r_d \,||\, R_1 \,||\, h_{ie_2} = 13\ \Omega \,||\, 10\ K\Omega \,||\, 1{,}3\ K\Omega \simeq r_d = 13\ \Omega$$

$$R_{i_A} = r_d = \frac{1}{g_{m_1}}$$

Cálculo de la ganancia :

$$A_{V_S} = \frac{V_O}{V_i} = \frac{V_O}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_i} \qquad \{5.57.\}$$

$$\frac{V_O}{V_2} = \frac{h_{fe_3} \cdot R_3}{R_{i_3}} \simeq 1$$

$$\frac{V_2}{V_1} = - g_{m_2} \left(R_2 \,||\, R_{i_3} \right) \qquad \{5.58.a.\}$$

Como $R_2 << R_{i_3}$ resulta :

$$\frac{V_2}{V_1} = - g_{m_2} R_2 \qquad \{5.58.b.\}$$

$$\frac{V_1}{V_i} = \frac{R_{i_A}}{R_{i_A} + R_S} \qquad \{5.59.a.\}$$

$$\therefore \quad \frac{V_1}{V_i} = \frac{\frac{1}{g_{m_1}}}{\frac{1}{g_{m_1}} + R_S} \simeq \frac{\frac{1}{g_{m_1}}}{R_S} = \frac{1}{g_{m_1} \cdot R_S} \qquad \{5.59.b.\}$$

ya que $\frac{1}{g_{m_1}} << R_S$

$$A_{V_S} = \frac{V_O}{V_i} = \frac{1}{g_{m_1} \cdot R_S} \left(- g_{m_2} \cdot R_2 \right) \qquad \{5.60.\}$$

Como : $g_{m_2} = g_{m_1}$, resulta :

$$A_{V_S} = - \frac{R_2}{R_S} \qquad \{5.61.\}$$

$$A_{V_S} = - \frac{5{,}6\ K\Omega}{1\ K\Omega} = - 5{,}6 \qquad \therefore \qquad A_{V_S} \simeq 15\ dB$$

Como $r_d << R_S$ la resistencia de entrada del circuito es prácticamente R_S (1 KΩ).

La resistencia de salida es baja ya que T_3 es una etapa de CC.

Por el tipo de configuración EC - CC , se tiene un amplificador con un importante ancho de banda.

Se pueden obtener 4 V de salida con una entrada de :

$$V_i = \frac{V_O}{|A_{VS}|} = \frac{4}{5{,}6} \approx 0{,}7 \text{ V}$$

5.7. ETAPA D'ARLINGTON CON CA 3018 ACOPLADA A ETAPA DIFERENCIAL CON CA 3086:

El circuito se observa en la FIGURA 5.45.

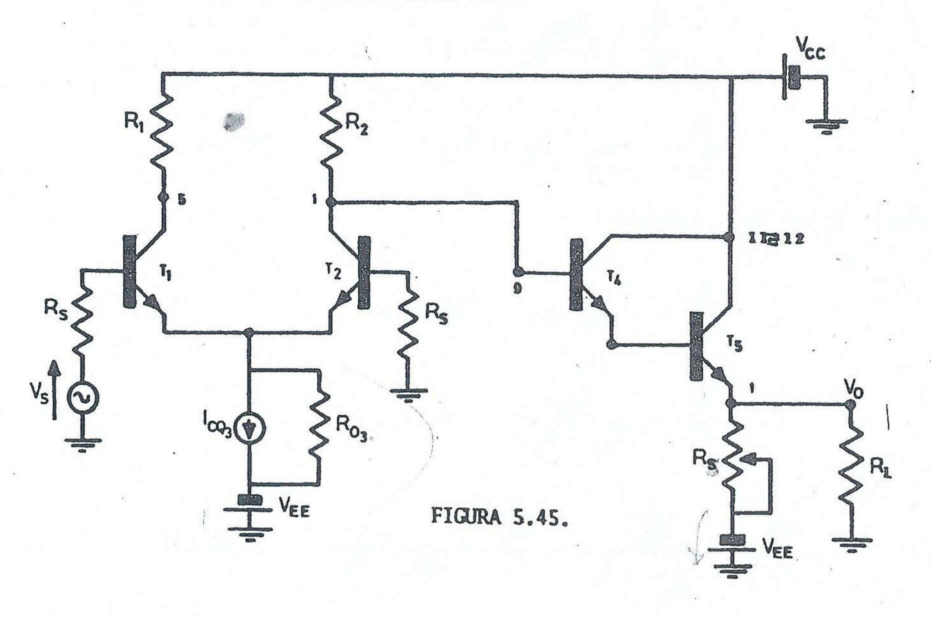


FIGURA 5.45.

$V_{CC} = V_{EE} = 12$ V $\qquad R_L = 1{,}2$ KΩ $\qquad R_S = 1$ KΩ

$I_{CQ_5} = 10$ mA $\qquad I_{CQ_3} = 1$ mA

El emisor E_5 (terminal 1 del CA 3018) tiene que estar a un potencial de continua de 0 v. ($V_{E5_T} = 0$ V) para que se pueda acoplar directamente a R_L como muestra la FIGURA.

Por lo tanto la :

$$V_{C2_T} = V_{BE_4} + V_{BE_5} + V_{E5_T} = 2\, V_{BE} \approx 1{,}4 \text{ V}$$

Por otra parte la :

$$V_{C2_T} = V_{CC} - I_{CQ2} \cdot R_2 \qquad \text{con} \qquad I_{CQ2} = \frac{I_{CQ_3}}{2} = 0{,}5 \text{ mA}$$

$$\therefore \quad R_2 = \frac{V_{CC} - V_{C2_T}}{I_{CQ_2}} = \frac{12 - 1{,}4}{0{,}5 \text{ mA}} = 21{,}2 \text{ K}\Omega \qquad \{5.62.\}$$

Se adopta como valor normalizado $R_2 = 22$ KΩ.

Se hace $R_1 = R_2$

De la FIGURA 5.46. se puede calcular R_5 :

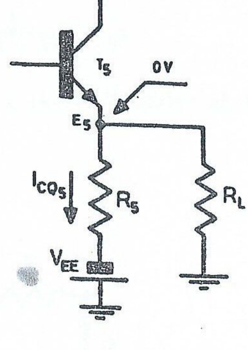


FIGURA 5.46.

$$V_{EE} = I_{CQ5} \cdot R_5$$

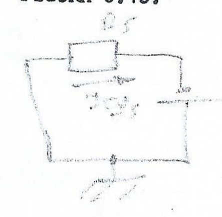
$$\therefore \quad R_5 = \frac{V_{EE}}{I_{CQ5}} = \frac{12 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 1{,}2 \text{ k}\Omega \qquad \{5.63.\}$$

De la hoja de datos :

$h_{FE_5} = 100$ para $I_{CQ_5} = 10$ mA

Por lo tanto :

$$I_{B_5} = \frac{I_{CQ_5}}{h_{FE}} = \frac{10 \text{ mA}}{100} = 100 \ \mu\text{A} \qquad \{5.64.\}$$



Por otra parte:

$$I_{CQ_4} \approx I_{B_5} = 100 \ \mu\text{A}$$

$$V_{E2_T} = -V_{BE_2} - I_{B2} \cdot R_s \approx -V_{BE_2} = -0{,}7 \text{ V}$$

$$V_{CEQ_2} = V_{C2_T} - V_{E2_T} = 1{,}4 - (-0{,}7) = 2{,}1 \text{ V}$$

De la hoja de datos la $V_{CE_{SAT}} = 0{,}23$ V . Por lo tanto la tensión V_{CEQ2} es correcta. (Trabaja en la zona activa).

$$V_{CEQ_5} = V_{CC} = 12 \text{ V} = 0{,}8 \cdot V_{CE_{O_{min}}} = 0{,}8 \cdot 15 = 12 \text{ V} \quad \text{(Correcto).}$$

Veamos el circuito dinámico :

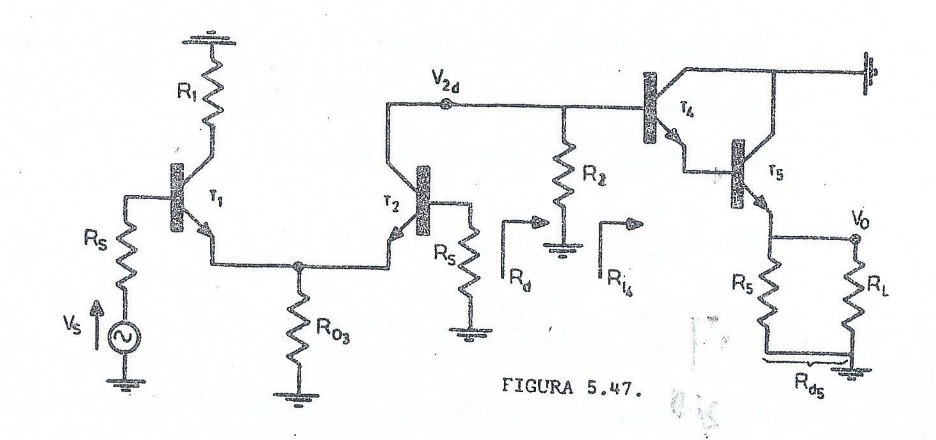


FIGURA 5.47.

$R_{d_5} = R_5 \,||\, R_L = 1{,}2\ K\Omega \,||\, 1{,}2\ K\Omega = 0{,}6\ K\Omega$

En la FIGURA 5.48., se tiene

$$R_{i_5} = h_{ie_5} + h_{fe_5} \cdot R_{d_5} \qquad \{5.65.\}$$

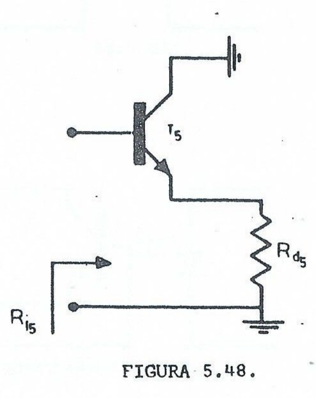


FIGURA 5.48.

De la hoja de datos se tiene :

$$h_{fe_5}\ (10\ mA) = 70$$

$$g_{m_5} = 40\ I_{CQ_5} = 40\ .\ 10\ .\ 10^{-3} = 400\ m\mho$$

$$h_{ie_5} = \frac{h_{fe_5}}{g_{m_5}} = \frac{70}{400\ .\ 10^{-3}} = 175\ \Omega$$

$R_{i_5} = 0{,}175\ K\Omega + 70\ .\ 0{,}6\ K\Omega = 42{,}175\ K\Omega \simeq 42\ K\Omega$ (h_{ie_5} despreciable)

De la FIGURA 5.49., se puede obtener R_{i_4} :

$$R_{i_4} = h_{ie_4} + h_{fe_4}\ (\ r_{o_4} \,||\, R_{i_5}\ ) \qquad \{5.66.\}$$

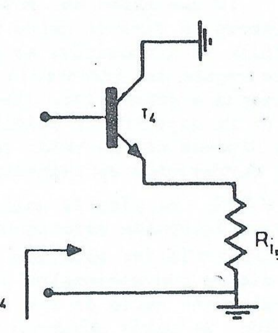


FIGURA 5.49.

$$g_{m_4} = 40\ I_{CQ_4} = 40\ .\ 100\ .\ 10^{-6} = 4\ m\mho$$

De la hoja de datos se obtiene :

$$h_{fe_4}\ (100\ \mu A) = 80$$

$$h_{ie_4} = \frac{h_{fe_4}}{g_{m_4}} = \frac{80}{4\ m\mho} = 20\ K\Omega$$

$$r_{o_4} = \frac{1}{\eta\ .\ g_{m_4}} \qquad \{5.67.\}$$

$\eta = 3\ .\ 10^{-4}$ (Transistor integrado de baja tensión de ruptura).

$$r_{o_4} = \frac{1}{3\ .\ 10^{-4}\ .\ 4\ .\ 10^{-3}} = \frac{10^7}{12} = 833\ K\Omega$$

Calculamos el siguiente paralelo, para poder usar, luego, la ecuación {5.66.} :

$$r_{o_4} \,||\, R_{i_5} = 833\ K\Omega \,||\, 42\ K\Omega \simeq 40\ K\Omega$$

$$R_{i_4} = 20\ K\Omega + 80\ .\ 40\ K\Omega = 20\ K\Omega + 3200\ K\Omega = 3220\ K\Omega = 3{,}22\ M\Omega$$

R_d (de la FIGURA 5.47.) es igual a :

$$R_d = R_2 \,||\, R_{i_4} = 22\ K\Omega \,||\, 3220\ K\Omega \simeq R_2 = 22\ K\Omega \qquad \{5.68.\}$$

Prácticamente el D'Arlington no carga al diferencial.

La etapa diferencial queda como en la FIGURA 5.50.

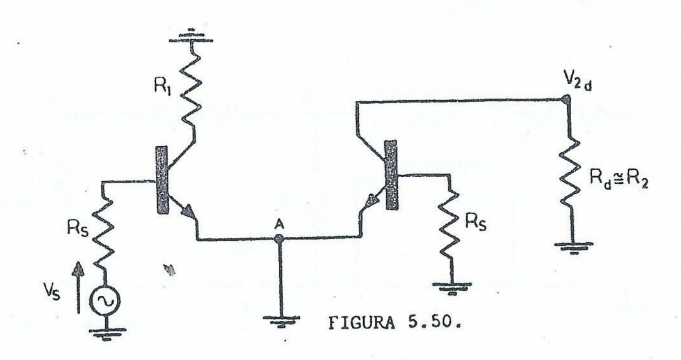


FIGURA 5.50.

El punto A es una tierra virtual desde el punto de vista diferencial :

$$A_{V_d} = \frac{V_{2d}}{V_d} = \frac{V_{2d}}{V_S} = \frac{-\ R_d}{2\ (\ h_{ib_2} + \dfrac{R_S}{h_{fe_2}}\ )} \qquad \{5.69.\}$$

$$h_{ib_2} = \frac{1}{g_{m_2}} = \frac{1}{40\ .\ 0{,}5\ .\ 10^{-3}} = 50\ \Omega$$

$$A_{V_d} = -\ \frac{R_2}{2\ (\ h_{ib_2} + \dfrac{R_S}{h_{fe_2}}\ )} = -\ \frac{22000}{2\ (\ 50 + \dfrac{1000}{100}\ )}$$

$$A_{V_d} = -\ \frac{22000}{120} = -\ 183$$

Para calcular la ganancia de tensión del conjunto nos referimos a las FIGURAS 5.51.(a). y 5.51.(b).

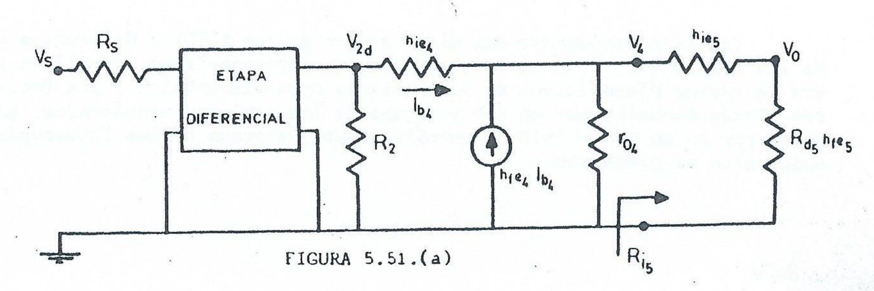
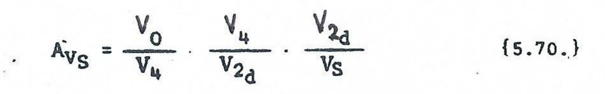


FIGURA 5.51.(a)



$$A_{V_S} = \frac{V_0}{V_4} \cdot \frac{V_4}{V_{2d}} \cdot \frac{V_{2d}}{V_S} \qquad (5.70.)$$

$$\frac{V_0}{V_4} = \frac{R_{E5} \cdot h_{fe_5}}{R_{i_5}} = \frac{42\ K\Omega}{42{,}175\ K\Omega} \simeq 0{,}996$$

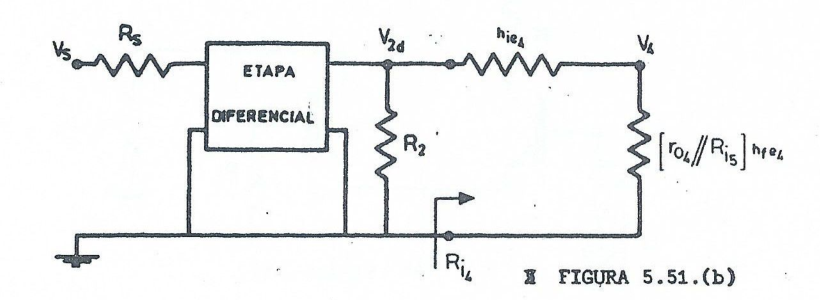


FIGURA 5.51.(b)

De esta FIGURA :

$$\frac{V_4}{V_{2d}} = \frac{(r_{O_4} \parallel R_{i_5})\ h_{fe_4}}{R_{i_4}} = \frac{3200\ K\Omega}{3220\ K\Omega} = 0{,}994$$

Como $\frac{V_{2d}}{V_S} = A_{V_d} = -183$ se tiene :

$$A_{V_S} = 0{,}996 \cdot 0{,}994\ (-183) = 0{,}99 \cdot (-183) \simeq -180$$

$$A_{V_S} \simeq 45\ dB$$

La resistencia de salida se calcula en la forma habitual para un circuito D'Arlington.

5.8. FOTOACOPLADORES :

Con el advenimiento del diodo emisor de luz (LED) y diferentes sensores de luz existentes, como el LDR, fotodiodo y fototransistor, surgió la existencia de nuevos dispositivos de acoplamiento opto-electrónico : los fotoacopladores. Están formados por un LED y alguno de los sensores mencionados, encapsulado el par en un mismo CHIP. Esquemáticamente, algunos de los fotoacopladores existentes en plaza son :

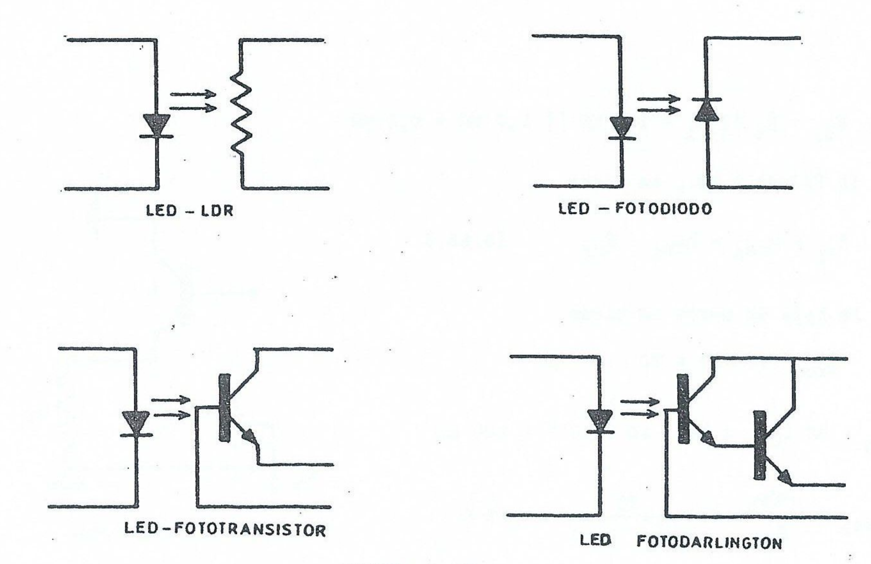


FIGURA 5.52.

5.8.1. DIODO EMISOR :

Es una parte del fotoacoplador. Consiste en un diodo de silicio que al polarizarse en directa emite una cierta radiación. Si la emisión es en el espectro visible, el dispositivo se denomina diodo emisor de luz (LED). Si la emisión es en la región del infrarrojo se denomina diodo emisor de infrarrojo (IRLED ó IRED). Se tiende a generalizar llamando LED a todos los diodos emisores, con independencia de su espectro de emisión. El pico de emisión en función de la longitud de onda depende del material dopante. Por ejemplo, si éste es $A_S G_a$ el pico de emisión corresponde aproximadamente a 9000 Å, dentro de la región del infrarrojo.
Con $P A_S G_a$ el pico de emisión está dentro del espectro visible. La cantidad de fósforo determina exactamente el color.
La característica estática en directa de los diodos emisores es similar a la de los diodos convencionales de Ge ó Si. Difiere con respecto a éstos en la tensión umbral. Esta varía de 1 V a 1,6 V aproximadamente dependiendo el valor del color emitido. Se puede observar en la FIGURA 5.53.

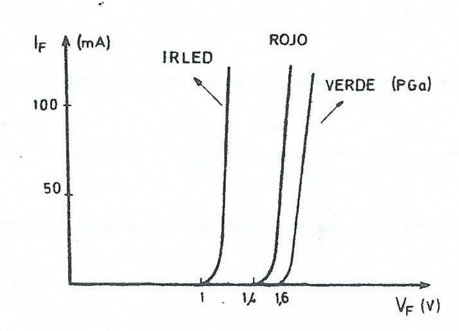
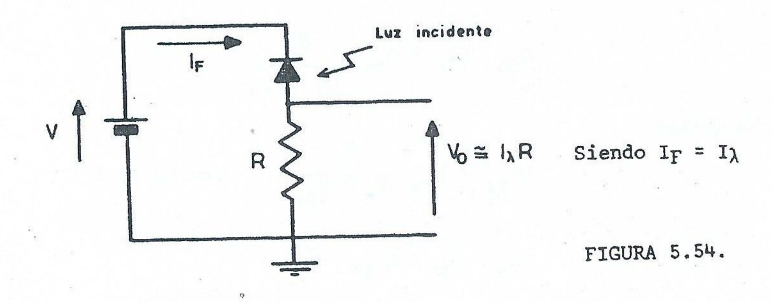


FIGURA 5.53.

Estos diodos emisores de luz poseen una tensión de ruptura inversa muy baja (del orden de 3 a 6 V, valores típicos).
El LED genera luz (visible o infrarroja) como resultado de la recombinación entre electrones y lagunas.

5.8.2. FOTODIODO : 5.8.2.

Es otra parte de un fotoacoplador. Consiste en una juntura PN, fotosensible, polarizada en inversa. El resultado de la incidencia de luz (fuente de radiación electromagnética), en la juntura produce la generación de pares electrón laguna. Se entiende que éstos toman la energía cedida por los fotones incidentes. Circula así por la juntura una corriente de portadores minoritarios. Para la condición de oscuridad total (no incidencia de energía radiante) el fotodiodo se comporta como una juntura PN convencional. Es decir que circula una corriente muy débil de saturación inversa. Para minimizar dicha corriente de saturación los fotodiodos se hacen de silicio .
Se observa el fotodiodo en la FIGURA 5.54.



Siendo $I_F = I_\lambda$

FIGURA 5.54.

Las curvas características de un fotodiodo son las de la FIGURA 5.55.

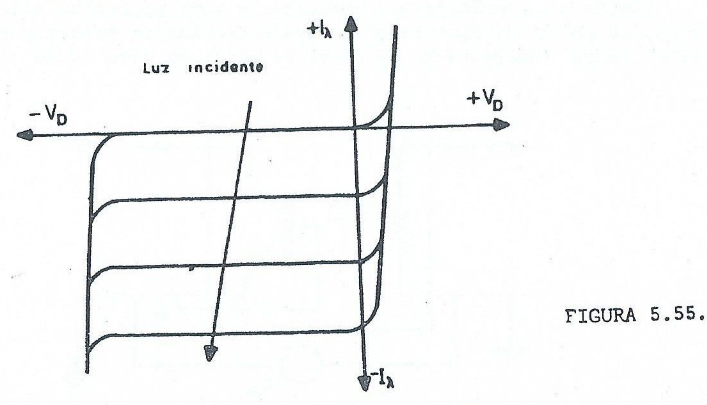


FIGURA 5.55.

En algunas aplicaciones se usa tensión de polarización nula.

5.8.3. FOTOTRANSISTOR :

Es otro elemento del fotoacoplador. Consiste en un transistor convencional de silicio con un fotodiodo conectado entre base y colector. Esquemáticamente, se observa en la FIGURA 5.56.

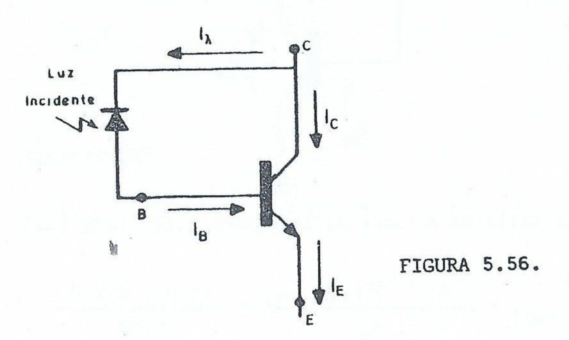


FIGURA 5.56.

Es:

$$I_E = I_C + I_B \qquad \text{y como} \qquad I_\lambda = I_B$$

resulta :

$$I_C = h_{FE} \cdot I_\lambda$$

Un fototransistor es un transistor de silicio con la juntura colector base fotosensible. El fototransistor tiene menor velocidad de conmutación que el fotodiodo.
El modelo dinámico del fototransistor es el siguiente :

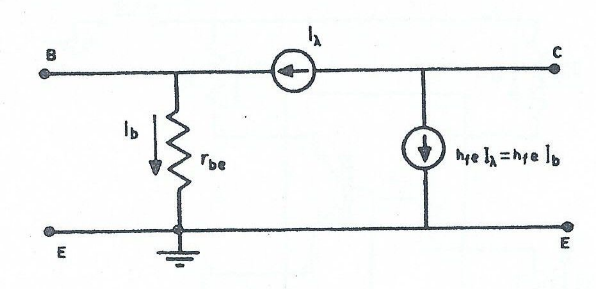


FIGURA 5.57.

En algunas aplicaciones se prepolariza al transistor del fotoacoplador en ausencia de luz incidente (Ver FIGURA 5.58.).
El propósito de esa prepolarización, en aplicaciones lineales, consiste en evitar que al incidir un bajo nivel de iluminación al fototransistor, debido a la circulación de una corriente muy pequeña por el LED, el transistor no presente un h_{FE} muy bajo.
El cálculo de la prepolarización del circuito en continua es formalmente igual al de un transistor convencional de silicio, según se observa en el ejemplo.

Se supone un transistor cuyo $h_{FE} = 150$ y que se prepolariza con una resistencia $R_B = 1\ M\Omega$. Se supone $V_{CC} = 12\ V$ y $R_C = 2\ K\Omega$.

Para el cálculo de la continua se debe considerar que la luz incidente es nula.

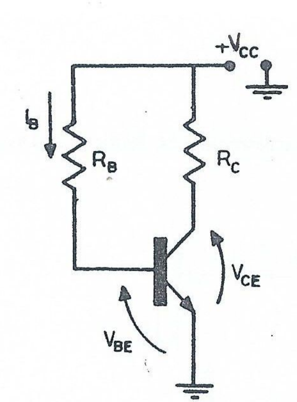


FIGURA 5.58.

Recorriendo la malla de entrada de la FIGURA 5.58. (sin luz), se obtiene :

$$I_{B(\text{sin luz})} = \frac{V_{CC} - V_{BE(\text{sin luz})}}{R_B} = \frac{12\ V - 0{,}7\ V}{1\ M\Omega} = 11{,}3\ \mu A$$

Es :

$$I_{C(\text{sin luz})} = h_{FE} \cdot I_{B(\text{sin luz})} = 150\ .\ 11{,}3\ \mu A = 1{,}7\ mA$$

$$V_{CE(\text{sin luz})} = V_{CC} - I_{C(\text{sin luz})} \cdot R_C = 12\ V - 1{,}7\ mA\ .\ 2\ K\Omega = 8{,}6\ V$$

Otra técnica de prepolarización más utilizada consiste en prepolarizar al LED, como se ve en la FIGURA 5.59.

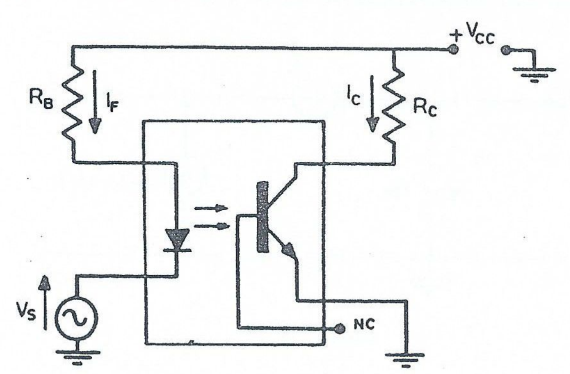


FIGURA 5.59.

En dicha FIGURA NC significa base sin conexión externa. Con esta configuración se obtiene una corriente I_F en forma permanente. La luz que emite el LED incide en el fototransistor haciendo circular una corriente I_λ (ver FIGURA 5.59.) que prepolariza al fototransistor.
En ciertas aplicaciones es necesario interrumpir I_C sin interrumpir I_F. Es decir, que a pesar de la circulación de I_λ debe hacerse $I_C = 0$. Esto se obtiene conectando la base a una tensión negativa a través de una resistencia R_B. En este caso el transistor no opera dentro de la región activa, sino que está en el corte.
Volviendo al circuito de la FIGURA 5.58. se analizará el efecto de R_B en el

comportamiento dinámico (Ver FIGURAS 5.60.(a) y 5.60.(b).)

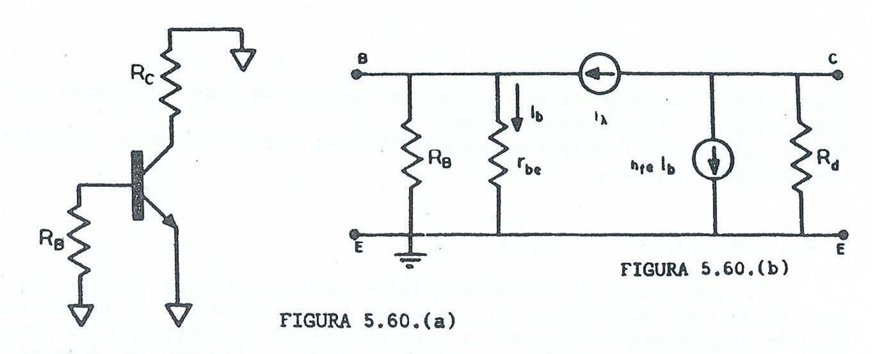


FIGURA 5.60.(b)

FIGURA 5.60.(a)

Del divisor de corriente en la entrada se obtiene :

$$I_b = I_\lambda \frac{R_B}{R_B + r_{be}}$$

Multiplicando ambos miembros por h_{fe}, se tiene

$$h_{fe} \cdot I_b = h_{fe} \frac{R_B}{R_B + r_{be}} I_\lambda$$

Se define :

$$h'_{fe} = h_{fe} \frac{R_B}{R_B + r_{be}} \qquad \text{con lo cual :}$$

$$h_{fe} \cdot I_b = h'_{fe} \cdot I_\lambda$$

Se observa que la ganancia de corriente con R_B, es decir h'_{fe} es menor que h_{fe}.
Por otra parte la transconductancia del fototransistor no cambia

Debido a la ventaja que presenta la alta aislación eléctrica entre entrada y salida en un fotoacoplador se puede transmitir información a pesar de que la señal tenga incorporado un nivel de ruido en modo común. (Ver FIGURA 5.61.)

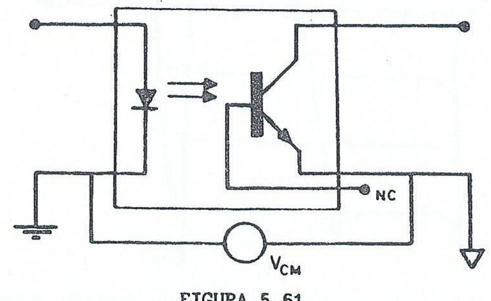


FIGURA 5.61.

V_{CM} es la tensión de Modo Común entre ambas tierras. La aislación máxima de continua entre ambas tierras es del orden de ± 2,5 KV.
El efecto de la elevada aislación eléctrica consiste en no cerrar el circuito de modo común. Al aplicar dicha propiedad es posible trabajar con diferentes referencias de tierra como se observa en la FIGURA 5.61.

5.8.4. CURVAS CARACTERISTICAS DEL FOTOACOPLADOR :

Se analiza el par LED-FOTOTRANSISTOR. Debido a que dicho conjunto está contenido en un mismo encapsulado, no resulta de utilidad conocer sus características electro-ópticas. Del fotoacoplador se especifican las características de entrada (LED), de salida (FOTOTRANSISTOR) y la relación de transferencia de corriente (C.T.R.) entre ambos.
CTR representa la relación entre la corriente de colector y la de entrada al LED.

En símbolos :

$$CTR\ \% = \frac{I_C}{I_F} \cdot 100 \qquad \{5.71.\}$$

La característica de entrada es la típica de un LED (Ver FIGURAS 5.62.(a). y 5.62.(b).).

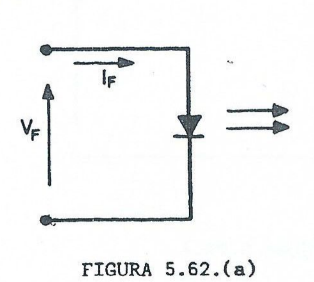


FIGURA 5.62.(a)

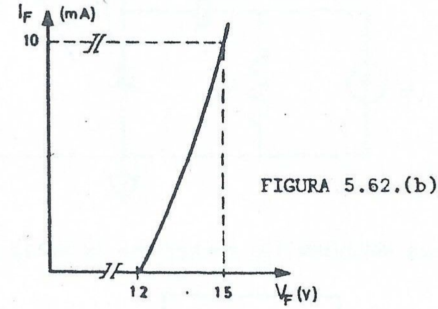


FIGURA 5.62.(b)

La característica de salida es la de un fototransistor de bajo nivel donde el parámetro es I_F (corriente directa a través del LED).Ver FIGURA 5.63.

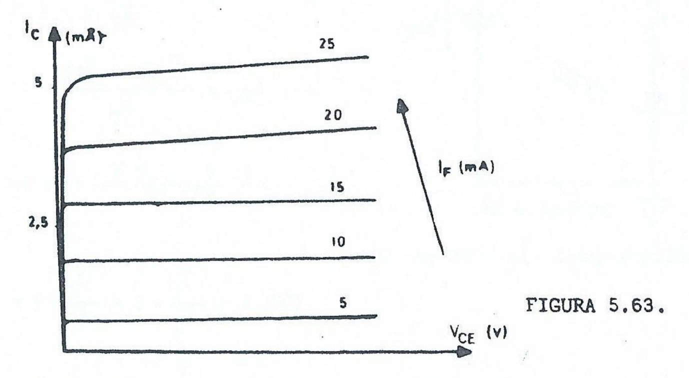


FIGURA 5.63.

Algunos fabricantes publican la característica de transferencia :

$$I_C = f_{(I_F)}$$

Observando la FIGURA 5.64. se nota una marcada alinealidad para $I_F < 10$ mA

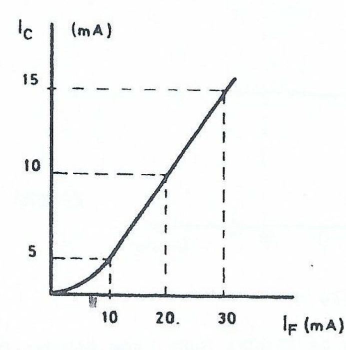


FIGURA 5.64.

Si el transistor está polarizado dentro de la región activa, resulta :

$$I_C = K\left(\frac{I_F}{I'_F}\right)^n$$

donde :

I_C es la corriente de colector.

I_F es la corriente de entrada al LED.

Para :

$I_F = I'_F$ resulta $I_C = K$. Por consiguiente :

I'_F es la corriente de entrada al LED que nos permite medir K.

Se constata que $n \simeq 2$ para $I_F < 5$ mA y $n \simeq 1$ para $I_F > 10$ mA.

n es una función de I_F que representa en coordenadas logarítmicas la pendiente de I_C en función de I_F. Dentro de un cierto ΔI_F puede considerarse a n como una constante.

La relación de transferencia de corriente (CTR) en un fotoacoplador será lineal sólo si $n = 1$.
Usualmente el fotoacoplador se polariza con valores de I_F mayores de 5 mA, donde el cociente incremental

$$\frac{\delta I_\lambda}{\delta I_F} \quad \text{se aproxima a una constante.}$$

En bajo nivel se define una relación de transferencia de corriente incremental:

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_F}$$

En el gráfico de la FIGURA 5.65. se muestra la relación de transferencia para señales débiles

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_F} \quad \text{en función de la corriente de reposo } I_F$$

Se puede establecer un paralelismo entre el $h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$ de un transistor bipo-

lar convencional y el CTR de un fotoacoplador ($\frac{I_C}{I_F}$). Se puede también establecer un paralelismo entre los valores dinámicos h_{fe} y el $\frac{\Delta I_C}{\Delta I_F}$.

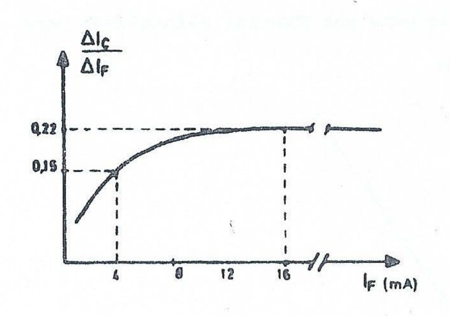


FIGURA 5.65.

5.8.5. CIRCUITOS DE APLICACION :

Se tiene el amplificador de la FIGURA 5.66. que usa un integrado 6N 135 . Se desea calcular I_{FQ} , I_{CQ} , I_λ , V_{CEQ} y V_O / I_S .

DATOS :

R_S = 100 KΩ R_D = 530 Ω R_C = 3 KΩ

V_{CC_1} = 10 V V_{CC_2} = 12 V

Del catálogo OPTOELECTRONICS DESIGNER'S CATALOG (Hewlett-Packard 1979- Pag 186) obtenemos el esquema interno del 6N 135. FIGURA 5.67.

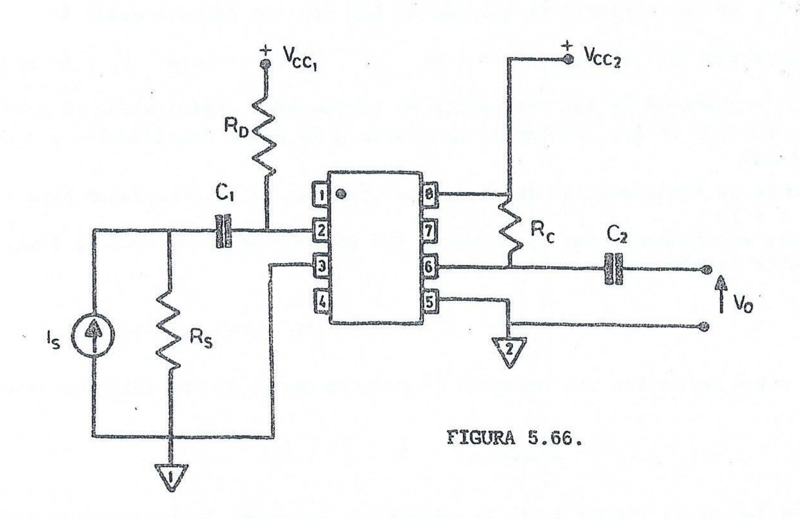


FIGURA 5.66.

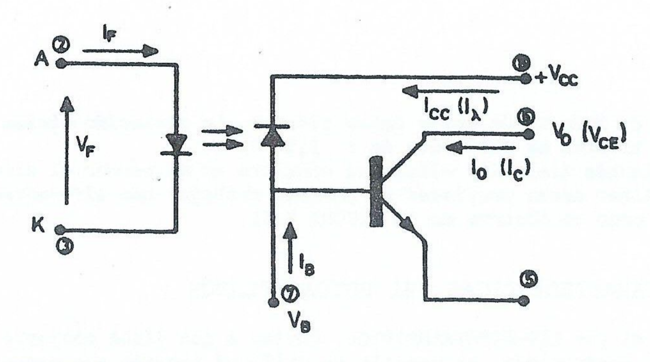
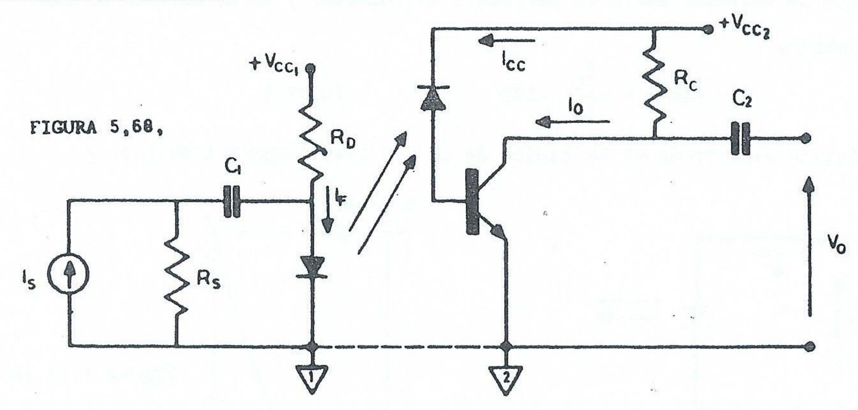


FIGURA 5.67.

Incorporando el esquema interno del fotoacoplador y usando la nomenclatura del fabricante, el circuito completo queda como en la FIGURA 5.68. Las masas 1 y 2 pueden estar unidas.

FIGURA 5,68,



Para calcular I_{FQ} recorremos la malla del LED (FIGURA 5.69.)

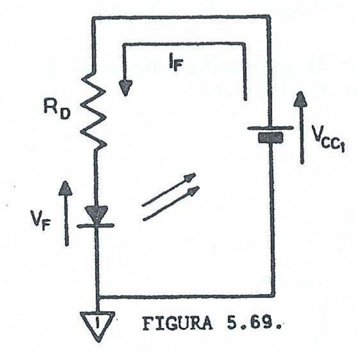


FIGURA 5.69.

$$V_{CC_1} = I_{FQ} \cdot R_D + V_{FQ}$$

Del catálogo :

$$V_F \simeq 1{,}5 \text{ V}$$

$$\therefore \quad I_{FQ} = \frac{V_{CC_1} - V_{FQ}}{R_D}$$

$$I_{FQ} = \frac{10 \text{ V} - 1{,}5 \text{ V}}{530 \ \Omega} \simeq 16 \text{ mA}$$

Del catálogo, para I_F = 16 mA es :

$$\text{CTR} \ \% = \frac{I_O}{I_F} \ \% = \frac{I_C}{I_F} \ \% = 18 \ \%$$

De donde :

$$I_{CQ} = \frac{CTR\ \%\ .\ I_F}{100} = \frac{18\ \%\ .\ 16\ mA}{100} = 3\ mA$$

Del catálogo, $h_{FE} = 175$ para $I_{CQ} = 3\ mA$

$$I_\lambda = \frac{I_C}{h_{FE}} = I_{CC} = \frac{3\ mA}{175} = 17\ \mu A$$

De la malla de salida :

$$V_{CEQ} = V_{CC_2} - I_C\ .\ R_C = V_{CC_2} - I_O\ .\ R_C = 12\ V - 3\ mA\ .\ 3\ K\Omega = 3\ V$$

Para calcular la transferencia R_{MS} hacemos el circuito dinámico de la FIGURA 5.70.

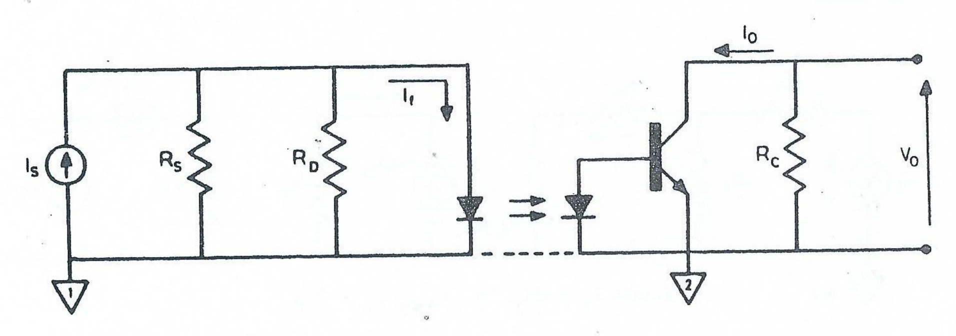


FIGURA 5.70.

Del mismo :

$$V_O = -\ I_O\ .\ R_C$$

$$R_{MS} = \frac{V_O}{I_S} = -\ \frac{I_O}{I_S}\ R_C$$

Como : $\frac{I_O}{I_S} = \frac{I_O}{I_f}\ .\ \frac{I_f}{I_S}$ resulta : $R_{MS} = -\ \frac{I_O}{I_f}\ .\ \frac{I_f}{I_S}\ .\ R_C$ {5.72.}

Como: $\frac{I_O}{I_f} = \frac{\Delta\ I_O}{\Delta\ I_F}$ se obtiene del catálogo para $I_F = 16\ mA$ un:

$$\frac{\Delta\ I_O}{\Delta\ I_F} = 0{,}22$$

Para obtener $\frac{I_f}{I_S}$ analizamos la entrada de la FIGURA 5.70.

Para ello debemos calcular la resistencia dinámica del LED. Por medio de la FIGURA 5.71, hacemos un cálculo gráfico.

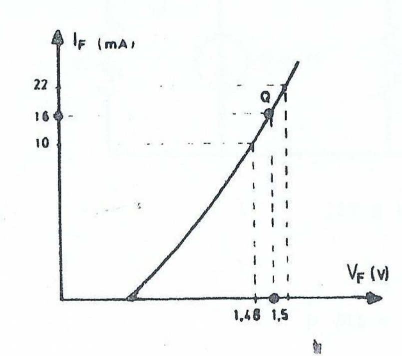


FIGURA 5.71.

Se toma un $\Delta\ I_F$ de 12 mA centrado en $I_{FQ} = 16\ mA$. Se obtiene del gráfico un $\Delta\ V_F$ de 0,04 V. Por lo tanto :

$$r_d = \frac{\Delta\ V_F}{\Delta\ I_F} = \frac{1{,}52\ V - 1{,}48\ V}{22\ mA - 10\ mA} = 3{,}33\ \Omega$$

Se puede como alternativa calcular r_d mediante :

$$r_d = \frac{m\ .\ V_T}{I_F}\ .\ \text{Con}\ m \approx 2$$

hasta corrientes $I_F \approx 20$ mA, se obtienen resultados aceptables.

Como $r_d << R_D$ y también $r_d << R_S$ resulta $I_f \approx I_S$

La ecuación {5.72.} queda :

$$R_{MS} = -\ \frac{I_O}{I_f}\ .\ \frac{I_f}{I_S}\ .\ R_C = -\ 0{,}22\ .\ 3\ K\Omega = -\ 660\ \Omega$$

OTRO CIRCUITO DE APLICACION :

Se excita el LED del fotoacoplador anterior con un transistor T_1 de acuerdo con el gráfico de la FIGURA 5.72. El circuito de salida del fototransistor es el de la FIGURA 5.68.

DATOS :

$R_s = 100\ \Omega$ $\qquad R_B = R_1\ ||\ R_2 = 50\ K\Omega$ $\qquad R_e = 100\ \Omega$

$h_{FE_1} = 100$ $\qquad I_F = I_{C_1} = 16\ mA$ $\qquad$ Calcular : $G_{MS} = \frac{I_f}{V_S}$

FIGURA 5.72.

Haciendo el circuito dinámico se llega a la FIGURA 5.73.

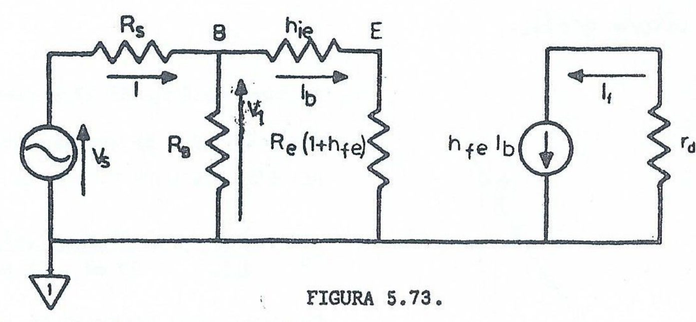


FIGURA 5.73.

$$R_e \cdot h_{fe} = 100\ \Omega \cdot 100 = 10\ K\Omega$$

$$h_{ie} = \frac{m \cdot V_T \cdot h_{FE}}{I_F} = \frac{25\ mV \cdot 100}{16\ mA} = 156\ \Omega$$

Como R_S es muy pequeño se tiene V_S aplicada directamente a la entrada del transistor. Además como h_{ie} es muy pequeño se tiene :

$$V_S = I_b \cdot h_{fe} \cdot R_e \quad \therefore \quad \frac{I_b}{V_S} = \frac{1}{R_e \cdot h_{fe}} = \frac{1}{10\ K\Omega} \qquad \{5.73.\}$$

De la malla de salida de la FIGURA 5.73. se obtiene:

$$\frac{I_f}{I_b} = h_{fe} = 100 \qquad \{5.74.\}$$

Por otra parte :

$$G_{M_S} = \frac{I_f}{V_S} = \frac{I_f}{I_b} \cdot \frac{I_b}{V_S} \qquad \{5.75.\}$$

Reemplazando {5.73.} y {5.74.} en la {5.75.} se obtiene :

$$G_{M_S} = 100\ \frac{1}{10\ K\Omega} = 0{,}01\ \frac{1}{\Omega}$$

OTRO CIRCUITO DE APLICACION :

Dado el amplificador de la FIGURA 5.74. calcular la transferencia :

$$A_{V_S} = \frac{V_O}{V_S}$$

DATOS : $V_{CC_1} = 5V$ $\quad R_1 = R_2 = 2\ K\Omega$ $\quad R_s = 50\ \Omega$ $\quad V_{CC_2} = 11V$ $\quad R_{C_2} \approx 500\ \Omega$

$h_{fe_1} = h_{fe_3} = 100$ $\quad h_{ie_1} = 156\ \Omega$ $\quad h_{ie_3} = 342\ \Omega$

$R_{e_1} = R_{e_3} = 100\ \Omega$ $\quad R_{C_1} = 3{,}3\ K\Omega$ $\quad R_L = 10\ K\Omega$ $\quad \frac{\Delta I_O}{\Delta I_F} = 0{,}22$

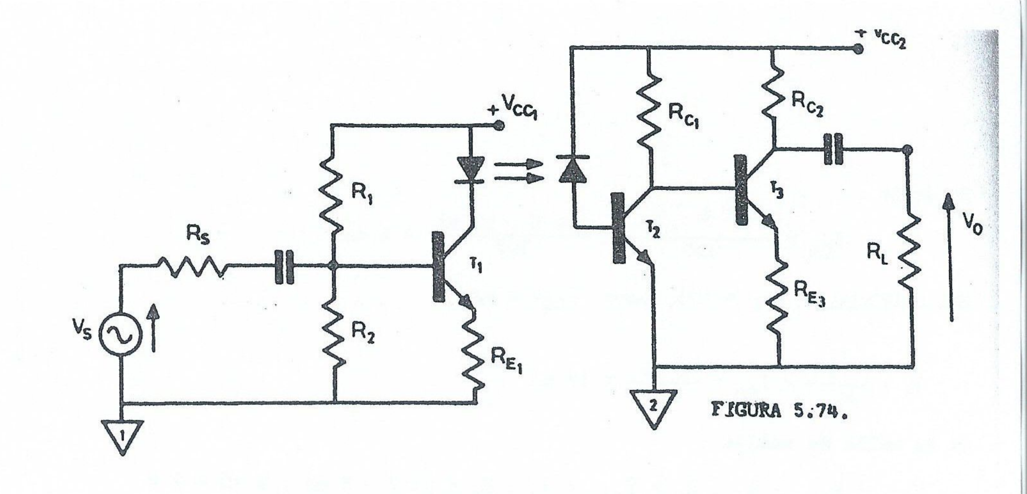
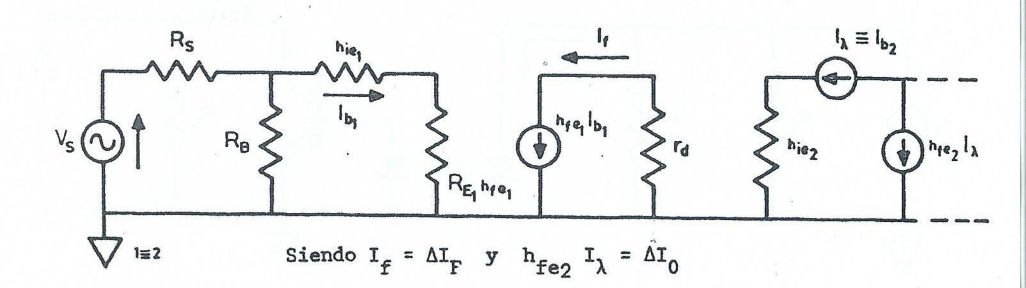


FIGURA 5.74.

Haciendo el circuito equivalente, con las tierras unificadas, se obtiene la FIGURA 5.75.



Siendo $I_f = \Delta I_F$ y $h_{fe2}\ I_\lambda = \Delta I_O$

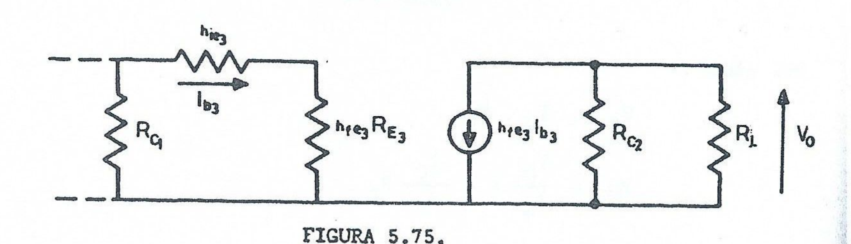


FIGURA 5.75.

De la FIGURA :

$$\frac{V_O}{V_s} = \frac{V_O}{I_{b3}} \cdot \frac{I_{b3}}{\Delta I_O} \cdot \frac{\Delta I_O}{\Delta I_F} \cdot \frac{\Delta I_F}{I_{b1}} \cdot \frac{I_{b1}}{V_s} \qquad \{5.76.\}$$

Las transferencias parciales son

$$\frac{V_0}{I_{b_3}} = h_{fe_3} \quad R_d \quad \{5.77.\} \text{ donde } \quad R_d = R_{C_2} \,||\, R_L$$

$$\frac{I_{b3}}{\Delta I_0} = \frac{R_{C_1}}{R_{C_1} + h_{ie_3} + h_{fe_3} \cdot R_{e_3}} \qquad \{5.78.\}$$

$$\frac{\Delta I_0}{\Delta I_F} \qquad \{5.79.\}$$

$$\frac{\Delta I_F}{I_{b1}} = h_{fe_1} \qquad \{5.80.\}$$

$$\frac{I_{b_1}}{V_S} = \frac{1}{h_{ie_1} + R_{e_1} \cdot h_{fe_1}} \qquad \{5.81.\} \quad \text{con } R_S \text{ pequeña.}$$

De la ecuación {5.77.}

$$\frac{V_0}{I_{b_3}} = -\ 100\ .\ 500\ \Omega = -\ 50\ K\Omega$$

De la ecuación {5.78.}

$$\frac{I_{b3}}{\Delta I_0} = \frac{-\ 500\ \Omega}{500\ \Omega + 156\ \Omega + 100\ .\ 100\ \Omega} = -\ 0{,}047$$

De la ecuación {5.79.}

$$\frac{\Delta I_0}{\Delta I_F} = 0{,}22$$

De la ecuación {5.80.}

$$\frac{\Delta I_F}{I_{b1}} = 100$$

De la ecuación {5.81.}

$$\frac{I_{b_1}}{V_S} = \frac{1}{10{,}156\ K\Omega}$$

Reemplazando en la ecuación {5.76.} se obtiene :

$$A_{V_S} = 50\ K\Omega\ .\ 0{,}047\ .\ 0{,}22\ .\ 100\ \frac{1}{10{,}156\ K\Omega} = 5{,}1$$

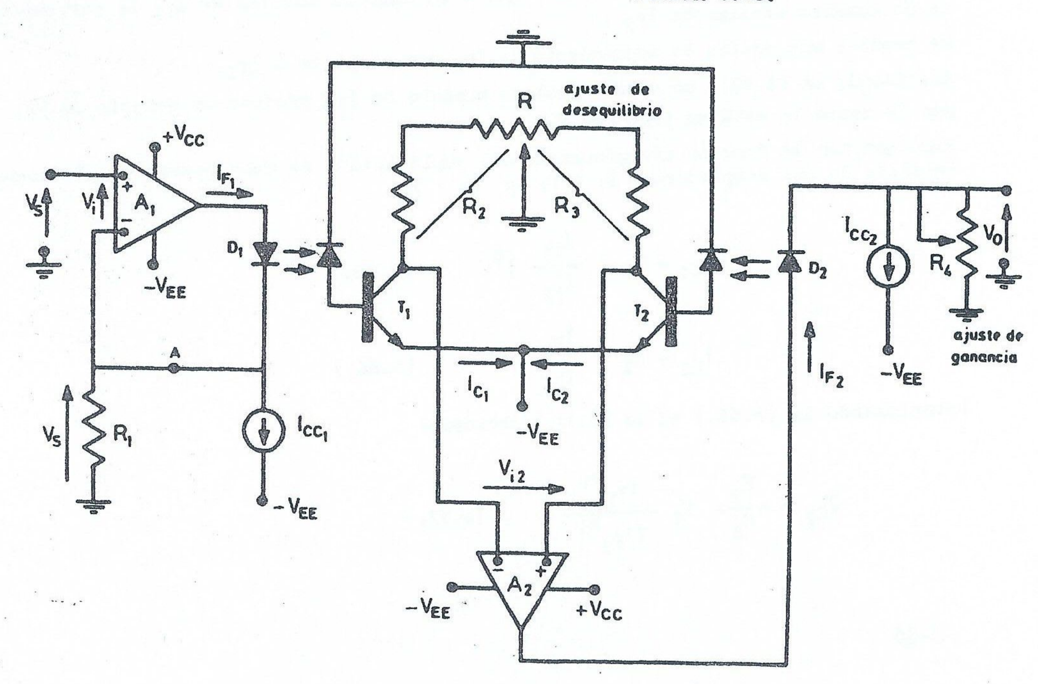
5.8.6. AMPLIFICADORES DE CONTINUA CON FOTOACOPLADORES :

En los amplificadores de continua con fotoacopladores se requiere mayor linealidad y estabilidad que en los amplificadores de alterna. En estos casos se utilizan dos técnicas para linealizar la transferencia.
Una de ellas estriba en la servolinealización y la otra linealiza utilizando un método diferencial. Se usan no menos de dos fotoacopladores en cada amplificador.

METODO DE SERVO-LINEALIZACION ; (Referencia : Nota de aplicación N°951-2 de Hewlett - Packard)

El método de servo-linealización mediante su acción de servocontrol impone una misma corriente en ambos fotoacopladores. De esta forma si $n_1 = n_2$, dentro del rango de excursión de la señal, las no linealidades se cancelan y la función transferencia total será lineal.
En la FIGURA 5.76., se presenta un circuito de servo-linealización

FIGURA 5.76.



A1 y A2 son amplificadores operacionales. Como veremos, estos amplificadores

tienen una entrada diferencial, poseen alta ganancia (10^5), tienen nivel de continua cero en la salida y presentan una resistencia de entrada muy alta y una resistencia de salida muy baja.

I_{CC_1} e I_{CC_2} son generadores de corriente constante. D_1, T_1 y D_2, T_2 constituyen un fotoacoplador doble (tipo 2530).

I_{CC_1} e I_{CC_2} fijan la corriente de polarización de D_1 y D_2.

Del nodo A surge :

$$I_{F_1} = I_{CC_1} + \frac{V_S}{R_1} \qquad \{5.82.\}$$

Como la ganancia del operacional es muy grande su tensión de entrada $V_i \to 0$ y por lo tanto V_S está aplicada sobre R_1.

Por otra parte en la salida se tiene que :

$$V_O = I_{F_2} \cdot R_4 - I_{CC_2} \cdot R_4 \qquad \{5.83.\}$$

Como V_{i_2} tiende a cero, resulta :

$$I_{C_1} \cdot R_2 = I_{C_2} \cdot R_3 \qquad \{5.84.\}$$

El operacional A_2 actúa como comparador de estas dos tensiones.
R es una resistencia de balance que se ajusta para obtener V_O igual a cero cuando $V_S = 0$.

El funcionamiento es el siguiente :

Un aumento de la tensión de entrada V_S produce de acuerdo con la ecuación {5.82.} un aumento de I_{F_1}. Por consiguiente aumenta el valor de I_{C_1} del transistor T_1.

De acuerdo con la ecuación {5.84.} debe aumentar la corriente de colector I_{C_2} del transistor T_2 en la misma proporción. Como todo aumento de I_{C_2} es ocasionado por un aumento de I_{F_2} la conclusión es : que a un aumento inicial de I_{F_1} le corresponde un aumento similar de I_{F_2}.

Se produce una acción de seguimiento de I_{F_2} con respecto a I_{F_1}.

Analizando la {5.83.} se observa que un aumento de I_{F_2} produce un aumento de V_O, por lo tanto V_O está en fase con V_S.

Para obtener la función transferencia del amplificador se debe operar con la transferencia de los acopladores $D_1 - T_1$ y $D_2 - T_2$

$$I_{C_1} = K_1 \left(\frac{I_{F_1}}{I'_{F1}} \right)^{n_1} \qquad \{5.85.\}$$

$$I_{C_2} = K_2 \left(\frac{I_{F_2}}{I'_{F_2}} \right)^{n_2} \qquad \{5.86.\}$$

Reemplazando la {5.85.} en la {5.84.} obtenemos :

$$I_{C_2} = \frac{R_2}{R_3} \; K_1 \; \frac{I_{F_1}{}^{n_1}}{I'_{F_1}{}^{n_1}} \qquad \{5.87.\}$$

Reemplazando la {5.82} en la ecuación {5.87} se obtiene:

$$I_{C_2} = \frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{K_1}{I'_{F_1}{}^{n_1}} \left(I_{CC_1} + \frac{V_S}{R_1} \right)^{n_1} \qquad \{5.88.\}$$

Tomando la {5.86.} se obtiene :

$$I_{F_2} = \left(\frac{I_{C_2}}{K_2} \right)^{1/n_2} \cdot I'_{F_2} \qquad \{5.89.\}$$

Reemplazando la {5.89.} en la {5.83.} se tiene :

$$V_O = I'_{F_2} \left(\frac{I_{C_2}}{K_2} \right)^{1/n_2} \cdot R_4 - I_{CC_2} \cdot R_4 \qquad \{5.90.\}$$

De la ecuación {5.88.}

$$I_{C_2}{}^{1/n_2} = \left(\frac{R_2}{R_3} \right)^{1/n_2} \cdot K_1{}^{1/n_2} \left(\frac{I_{CC_1}}{I'_{F_1}} + \frac{V_S}{R_1 \cdot I'_{F_1}} \right)^{n_1/n_2} \qquad \{5.91\}$$

Reemplazando en la {5.90.}

$$V_O = R_4 \left\{ I'_{F_2} \left(\frac{K_1}{K_2} \right)^{1/n_2} \left(\frac{R_2}{R_3} \right)^{1/n_2} \left(\frac{I_{CC_1}}{I'_{F1}} + \frac{V_S}{R_1 \cdot I'_{F_1}} \right)^{n_1/n_2} - I_{CC_2} \right\}$$

Agrupando:

$$V_O = R_4 \left\{ I'_{F_2} \left(\frac{K_1 \cdot R_2}{K_2 \cdot R_3} \left(\frac{I_{CC_1}}{I'_{F_1}} \right)^{n_1} \right)^{1/n_2} \cdot \left(1 + \frac{V_S}{R_1 \cdot I_{CC_1}} \right)^{n_1/n_2} - I_{CC_2} \right\} \qquad \{5.92\}$$

$V_O = 0$ se ajusta para $V_S = 0$

Reemplazando dicho ajuste en la {5.92.} se obtiene :

$$0 = R_4 \left\{ I'_{F_2} \left(\frac{K_1 \cdot R_2}{K_2 \cdot R_3} \left(\frac{I_{CC_1}}{I'_{F_1}} \right)^{n_1} \right)^{1/n_2} \cdot \left(1 + \frac{0}{R_1 \cdot I_{CC_1}} \right)^{n_1/n_2} - I_{CC_2} \right\}$$

De donde :

$$I'_{F_2} \left(\frac{K_1 \cdot R_2}{K_2 \cdot R_3} \left(\frac{I_{CC_1}}{I'_{F_1}} \right)^{n_1} \right)^{1/n_2} = I_{CC_2} \qquad \{5.93.\}$$

Reemplazando en la {5.92.} :

$$V_0 = R_4 \{ I_{CC_2} (1 + \frac{V_S}{R_1 \cdot I_{CC_1}})^{n_1/n_2} - I_{CC_2} \}$$

Haciendo : $\frac{V_S}{R_1 \cdot I_{CC_1}} = X$ y $n = \frac{n_1}{n_2}$ se obtiene :

$$V_0 = I_{CC_2} \{ (1+X)^n - 1 \} R_4 \qquad \{5.93.\}$$

Desarrollando el corchete y tomando el término lineal se obtiene nX.

Calculando el error relativo por alinealidad, es :

$$\xi = \frac{\{ (1+X)^n - 1 \} - nX}{nX}$$

Por ejemplo, si : $|X| \leq 0{,}35$ y $n = 1{,}05$ resulta :

$$\xi \% \leq 1 \%$$

METODO DE LINEALIZACION DIFERENCIAL :

En el linealizador diferencial, al aumentar la señal de entrada V_d, aumenta la corriente I_{F_1} de un fotoacoplador. En el segundo fotoacoplador disminuye I_{F_2} en la misma medida en que I_{F_1} aumentó. Si $n_1 \simeq n_2 \simeq 2$, el incremento alineal de la ganancia del primer fotoacoplador será balanceado por un decremento alineal de la ganancia del segundo fotoacoplador. SE obtiene así una función transferencia lineal.

En ambos métodos de linealización no es imprescindible un apareamiento entre K_1 y K_2 para obtener una transferencia total con comportamiento lineal. No obstante, en la medida que K esté apareado se reducirá el rango dinámico de los potenciómetros de ajuste de 0 y de desequilibrio.

En la FIGURA 5.77. se representa un circuito de linealización diferencial :

I_{F_1} aumenta al aumentad V_d. Simultáneamente disminuye I_{F_2} en la misma proporción. Se debe a que :

$$I_{CC} = cte = I_{F_1} + I_{F_2} \qquad \{5.94.\}$$

A_1, A_2, A_3, y A_4 son amplificadores operacionales.

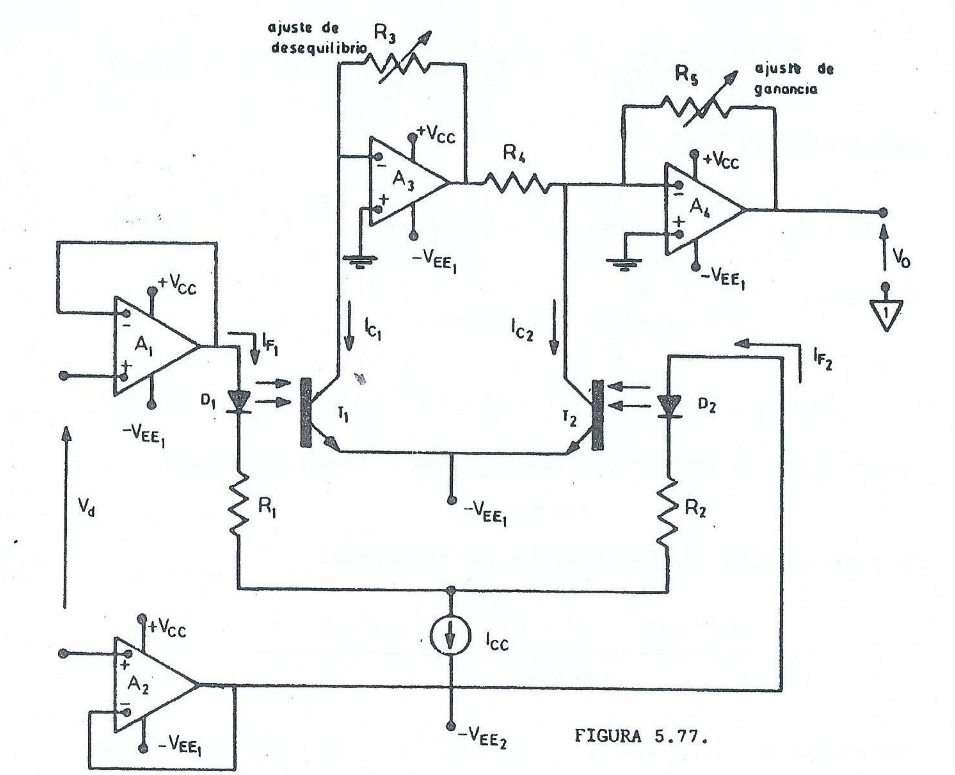


FIGURA 5.77.

Se demuestra que :

$$V_0 = \frac{R_5}{R_4} R_3 \cdot I_{C_1} - R_5 \cdot I_{C_2} \qquad \{5.95.\}$$

Para expresar V_0 en función de V_d se debe introducir las transferencias de los fotoacopladores dadas por las ecuaciones {5.85.}y{5.86.}

Considerando la acción de A_1 y A_2, la transferencia total del amplificador es :

$$V_0 = R_5 \{ (\frac{K_1 \cdot R_3}{R_4})(\frac{I_{CC}}{2 I'_{F_1}})^{n_1} (1 + \frac{V_d}{R \cdot I_{CC}})^{n_1} - K_2 (\frac{I_{CC}}{2 I'_{F_1}})^{n_2} (1 - \frac{V_d}{R \cdot I_{CC}})^{n_2} \} \qquad \{5.96.\}$$

Siendo $R_1 = R_2 = R$

El ajuste de $V_0 = 0$ corresponde a $V_S = 0$.

Reemplazando dicho ajuste en la {5.96.} se obtiene :

$$0 = R_5 \{ (\frac{K_1 \cdot R_3}{R_4}) (\frac{I_{CC}}{2 I'_{F1}})^{n_1} (1 + \frac{0}{R \cdot I_{CC}})^{n_1} - K_2 (\frac{I_{CC}}{2 I'_{F1}})^{n_2} (1 - \frac{0}{R \cdot I_{CC}})^{n_2} \}$$

De donde :

$$(\frac{K_1 \cdot R_3}{R_4}) (\frac{I_{CC}}{2 I'_{F1}})^{n_1} = K_2 (\frac{I_{CC}}{2 I'_{F1}})^{n_2} = K' \qquad \{5.97.\}$$

Reemplazando en la {5.96.}

$$V_0 = R_5 \cdot K' \{ (1 + \frac{V_d}{R \cdot I_{CC}})^{n_1} - (1 - \frac{V_d}{R \cdot I_{CC}})^{n_2} \} \qquad \{5.98.\}$$

Haciendo : $X = \frac{V_d}{R \cdot I_{CC}}$ se obtiene :

$$V_0 = R_5 \cdot K' \{ (1 + X)^{n_1} - (1 - X)^{n_2} \} \qquad \{5.99.\}$$

Desarrollando el corchete y tomando el término lineal se obtiene

$$(n_1 + n_2) \cdot X$$

Se puede calcular el error relativo por alinealidad

$$\xi = \frac{\{ (1+X)^{n_1} - (1-X)^{n_2} \} - (n_1 + n_2) \cdot X}{(n_1 + n_2) \cdot X}$$

Por ejemplo si $|X| \leq 0{,}35$; $n_1 = 1{,}9$; $n_2 = 1{,}8$; resulta :

$$\xi \,\% = 1{,}5 \,\%$$

En los amplificadores de corriente contínua la estabilidad de la ganancia y la estabilidad del desequilibrio (OFFSET) en función de la temperatura es función de la estabilidad de los generadores de corriente, de los resistores y de los fotoacopladores.
En la técnica de servo las variaciones de K en función de la temperatura ambiente producen solo ligeros efectos sobre el valor de la ganancia y del desequilibrio, mientras se mantenga constante la relación :

$$\frac{K_1}{K_2}$$

En la técnica diferencial la variación de K por acción de la temperatura produce una variación en la ganancia del circuito. En la medida en que :

$$\frac{K_1}{K_2} \simeq cte$$

el desequilibrio para la técnica diferencial se mantendrá estable.

En los amplificadores de corriente alterna, la ganancia varía en función de la temperatura. Ello ocurre porque :

$$\frac{\delta I_\lambda}{\delta I_F} \quad \text{varía con la temperatura.}$$

Tanto en los amplificadores diferenciales como en los de C.A. se utilizan termistores en la salida para estabilizar la variación de la ganancia por efecto térmico si las especificaciones de diseño son restrictivas en ese sentido.

5.8.7. CONSIDERACIONES SOBRE VARIACIONES DE C.T.R. :

El CTR se degrada en función del tiempo. Por lo tanto:

$$\Delta\, CTR = CTR_{final} - CTR_{inicial} \qquad \{5.100.\}$$

En la ecuación {5.100.} el valor final es menor que el inicial.
Es importante tener en cuenta dicha degradación en equipos que usan fotoacopladores cuando debe garantizarse una vida útil muy prolongada de los mismos.
Numerosos estudios han demostrado que el factor predominante en la degradación del CTR es la reducción a lo largo del tiempo del flujo de fotones emitidos por el LED, cuando circula por éste una corriente I_F = cte.

Se reduce en función del tiempo el rendimiento de la luz emitida por el LED dentro del fotoacoplador.

Para analizar la degradación, se introduce el rendimiento cuántico η. Se define al mismo como la relación entre la totalidad de fotones emitidos y la corriente I_F del LED.

El rendimiento cuántico depende de I_F y del tiempo. El valor de η disminuye a lo largo del tiempo. Esto origina la degradación de CTR.

La corriente I_F posee dos componentes : Una componente de difusión y otra de recombinación en la zona de carga espacial. Analíticamente :

$$I_F = A \cdot e^{V_F / V_T} + B \cdot e^{V_F / 2 V_T} \qquad \{5.101.\}$$

El primer término representa la corriente de difusión y el segundo la corriente de recombinación.
A y B no dependen de V_F ; y V_T es la tensión térmica.
La irradiación del LED depende de la corriente de difusión.
Manteniendo I_F constante, un aumento de B a lo largo del tiempo se traduce en una disminución de la componente que irradia luz (componente de difusión). Las razones específicas que originan un aumento de la corriente de recombinación no son totalmente conocidas.

La reducción de la luz emitida para un dado valor de I_F es función de la densidad de corriente en la juntura y de la temperatura de la juntura emisora T_j.

La temperatura de la juntura del LED está dada por la siguiente expresión:

$$T_j = T_a + \theta_{ja} (V_{FQ} \cdot I_{FQ}) + \theta_{de} (I_{CQ} \cdot V_{CEQ} + I_\lambda \cdot V_{CC}) \qquad \{5.102.\}$$

Donde ·

T_a = temperatura ambiente.

θ_{ja} = resistencia térmica entre la juntura del LED y el ambiente.

θ_{de} = resistencia térmica entre la juntura del detector (fototransistor) y el emisor.(LED).

$V_{FQ} \cdot I_{FQ}$ es la potencia disipada por el LED.(P_E).

$I_{CQ} \cdot V_{CEQ}$ es la potencia disipada por el transistor.

$I_\lambda \cdot V_{CC}$ es la potencia disipada por el fotodiodo equivalente.

El término ($I_{CQ} \cdot V_{CEQ} + I_\lambda \cdot V_{CC}$) representa la totalidad de la potencia disipada en la etapa de salida. (P_{FT}).

En símbolos :

$$P_E = V_{FQ} \cdot I_{FQ} \qquad \{5.103.\}$$

$$P_{FT} = I_{CQ} \cdot V_{CEQ} + I_\lambda \cdot V_{CC} \qquad \{5.104.\}$$

En los acopladores que poseen el fotodiodo con el cátodo conectado internamente al colector resulta:

$$P_{FT} = V_{CEQ} \cdot (I_{CQ} + I_\lambda) \qquad \{5.105.\}$$

Reemplazando la {5.103.} y la {5.104.} en la {5.102.} se tiene :

$$T_j = T_a + \theta_{ja} \cdot P_E + \theta_{de} \cdot P_{FT} \qquad \{5.106.\}$$

La temperatura en la juntura del detector (fototransistor) está dada por :

$$T_d = T_a + \theta_{ed} \cdot P_E + \theta_{da} \cdot P_{FT} \qquad \{5.107.\}$$

Donde θ_{ed} es la resistencia térmica entre el emisor y el detector. Es igual a θ_{de} .

θ_{da} es la resistencia térmica entre la juntura del detector y el ambiente, es igual a θ_{ja}.

En la expresión {5.106.} el término ($\theta_{de} \cdot P_{FT}$) representa el aporte de sobre elevación térmica que transmite el detector al emisor.

En la expresión 5.107. el término ($\theta_{ed} \cdot P_E$) representa el aporte de sobre - elevación térmica que transmite el emisor al detector.

En general es conveniente que T_j sea inferior o a lo sumo igual a 125 °C.

DIAGRAMA EN BLOCK DE UN FOTOACOPLADOR :

En la FIGURA 5.78. está representado un fotoacoplador básico.

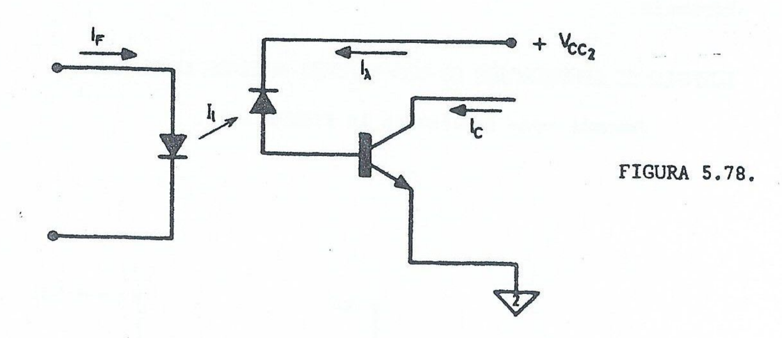


FIGURA 5.78.

De la FIGURA anterior se obtiene el diagrama en block de un fotoacoplador.(Ver FIGURA 5.79.).

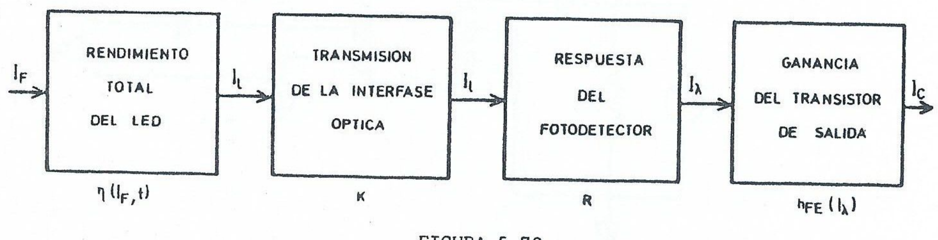


FIGURA 5.79.

De la FIGURA 5.79. se deduce la transferencia :

$$CTR\ \% = \frac{I_C}{I_F} \cdot 100 = K \cdot R \cdot \eta_{(I_F,t)} \cdot h_{FE\,(I_\lambda\,,t)} \qquad \{5.108.\}$$

En la ecuación anterior K representa el factor de transmisión total del sistema óptico interno, y generalmente se lo considera una constante.
R representa la transferencia del fotodetector definida en términos de la fotocorriente I_λ respecto de los fotones incidentes.

η y h_{FE} son dependientes de la temperatura.

De la ecuación {5.108.} se puede obtener :

$$\frac{\Delta\ CTR}{CTR} = \left(\frac{\Delta\eta}{\eta}\right)_{I_F} + \left(\frac{\Delta\eta}{\eta}\right)_{I_F} \cdot \left(\frac{\partial\, \ell n\, h_{FE}}{\partial\, \ell n\, I_\lambda}\right)_t + \left(\frac{\Delta\, h_{FE}}{h_{FE}}\right)_{I_\lambda} \qquad \{5.109.\}$$

El primer término del segundo miembro de la ecuación {5.109.} representa el principal aporte que produce el Δ CTR .Generalmente $\Delta\eta$ es negativo a lo largo del tiempo. Como ya se ha visto $\Delta\eta$ es fuertemente dependiente de I_F.
El segundo término del segundo miembro de la ecuación {5.109.} expresa una deriva de segundo orden, pudiendo su valor ser positivo o negativo.
El tercer término tiene normalmente un efecto despreciable Expresa un aumento o disminución de la ganancia de corriente del transistor a lo largo del tiempo.

El cálculo analítico de la degradación de CTR es de interés primordial para quienes se especializan en confiabilidad y calidad del producto. Hewlett-Packard ha desarrollado el tema en la nota de aplicación AN 1002, que fue utilizada como referencia.

EJEMPLO DE DEGRADACION DE LOS VALORES MAXIMOS ABSOLUTOS :

Tomamos como referencia la FIGURA 5.80.

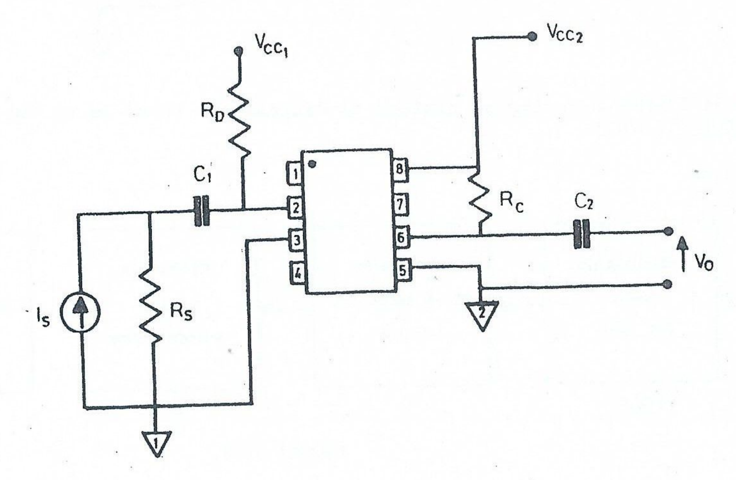


FIGURA 5.80.

DATOS :

$V_{CC_1} = 10$ V	$V_{CC_2} = 12$ V	$R_D = 860\Omega$	$R_C = 3$ KΩ
$I_{FQ} = 10$ mA	$V_{FQ} = 1{,}5$ V	CTR % = 18%	$I_{CQ} = 1{,}8$ mA
$h_{FE} = 175$	$V_{CEQ} = 6{,}6$ V	$I_\lambda = 10\ \mu A$	6N136

En los datos están incluidos los puntos de reposo correspondientes a $T_a = 25$ °C que han sido calculados de acuerdo con los lineamientos del apartado 5.8.5.

Se incrementa la temperatura ambiente hasta $T_a = 75$ °C.

Se busca en la hoja de datos el coeficiente térmico de V_F , este es :

$$\frac{\Delta V_F}{\Delta T} = -1{,}6 \text{ mV/°C}$$

Resulta :

$$V_F\Big|_{75°C} = 1{,}5\text{ V} - 1{,}6\text{ mV/°C} \cdot 50\text{ °C} = 1{,}42\text{ V}$$

$$I_{FQ}\Big|_{75°C} = \frac{V_{CC_1} - V_{FQ}}{R_D} = \frac{10\text{ V} - 1{,}42\text{ V}}{860\ \Omega} \cong 10\text{ mA}$$

De la hoja de datos se obtiene el CTR normalizado en función de la temperatura ambiente

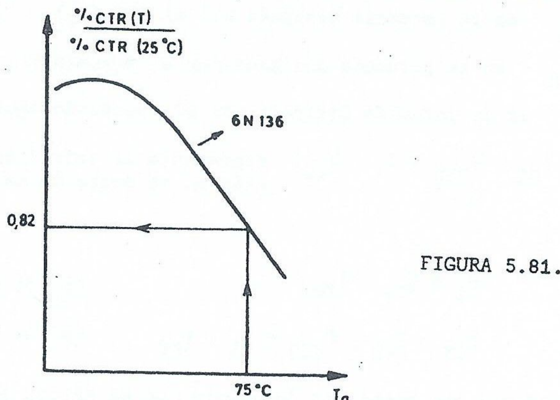


FIGURA 5.81.

Resulta :

$$CTR\ \%\Big|_{75°C} = 0{,}82 \cdot CTR\ \%\Big|_{25°C} = 0{,}82 \cdot 18\ \% = 14{,}76\ \%$$

$$I_{CQ}\Big|_{75°C} = \frac{CTR\ \%\big|_{75°C}}{100}\ I_{FQ}\Big|_{75°C} = 0{,}1476 \cdot 10\text{ mA} \simeq 1{,}5\text{ mA}$$

$$V_{CEQ}\Big|_{75°C} = V_{CC_2} - R_C \cdot I_{CQ}\Big|_{75°C} = 12\text{ V} - 3\text{K} \cdot 1{,}5\text{ mA} = 7{,}5\text{ V}$$

De la hoja de datos se obtiene el siguiente valor máximo absoluto :

$I_{FM}\Big|_{continua} = 25$ mA y la siguiente degradación :

$$\frac{\Delta I_{FM}}{\Delta T} = -0{,}8\text{ mA/°C} \quad (\text{a partir de } T_a = 70\text{ °C}).$$

De donde :

$$I_{FM}\Big|_{75°C} = 25\text{ mA} - 0{,}8\text{ mA/°C}\ (75°C - 70°C) = 21\text{ mA}$$

Se verifica que :

I_{FQ} a 75 °C es menor que I_{FM} a 75 °C, ya que 10 mA < 21mA

De la hoja de datos se obtiene el siguiente valor máximo absoluto:

P_{EM} = 45 mW y la siguiente degradación:

$$\frac{\Delta P_E}{\Delta T} = -0{,}9 \text{ mW/°C} \qquad \text{(a partir de } T_a = 70 \text{ °C).}$$

De donde :

$$P_{EM}\Big|_{75°C} = 45 \text{ mW} - 0{,}9 \text{ mW/°C} \, . \, (75°C - 70°C) = 40{,}5 \text{ mW}$$

P_E a 75 °C es menor que P_{EM} a 75 °C, como veremos a continuación :

$$P_E\Big|_{75°C} = V_{FQ}\Big|_{75°C} \cdot I_{FQ}\Big|_{75°C} = 1{,}42 \text{ V} \, . \, 10 \text{ mA} = 14{,}2 \text{ mW} < 40{,}5 \text{ mW}$$

De la hoja de datos se obtiene el siguiente valor máximo absoluto:

P_{FT_M} = 100 mW y la siguiente degradación :

$$\frac{\Delta P_{FT}}{\Delta T} = -2{,}0 \text{ mW/°C} \qquad \text{(a partir de } T_a = 70 \text{ °C)}$$

$$P_{FT_M}\Big|_{75°C} = 100 \text{ mW} - 2 \text{ mW/°C } (75°C - 70°C) = 90 \text{ mW}$$

De la ecuación {5.104.} :

$$P_{FT} = I_{CQ} \cdot V_{CEQ} + I_\lambda \cdot V_{CC_2}$$

Donde :

$$I_{CQ} \cdot V_{CEQ} = 1{,}5 \text{ mA} \, . \, 7{,}5 \text{ V} = 11{,}25 \text{ mW}$$

Se averiguará el valor de h_{FE} a 75 °C : Como ΔT = 50 °C , resulta :

$$h_{FE}\Big|_{75°C} = h_{FE}\Big|_{25°C} \, . \, 1{,}5 = 175 \, . \, 1{,}5 = 262{,}5$$

Por otra parte :

$$I_\lambda\Big|_{75°C} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}} = \frac{1{,}5 \text{ mA}}{262{,}5} = 5{,}7 \text{ µA}$$

Además :

$$I_\lambda\Big|_{75°C} \cdot V_{CC_2} = 5{,}7 \text{ µA} \, . \, 12 \text{ V} = 0{,}68 \text{ mW}$$

Reemplazando en la ecuación {5.104.} resulta :

$$P_{FT}\Big|_{75°C} = 11{,}25 \text{ mW} + 0{,}68 \text{ mW} = 12 \text{ mW} < 90 \text{ mW}$$

Se calculará la temperatura en la juntura del LED (T_j) y en la juntura del foto-transistor (T_d).

Del catálogo

$$\theta_{ja} = \theta_{da} = 370 \text{ °C/W}$$

$$\theta_{de} = \theta_{ed} = 170 \text{ °C/W}$$

De la ecuación {5.106.}:

$$T_j = T_a + \theta_{ja} \cdot P_E + \theta_{de} \cdot P_{FT}$$

Reemplazando :

$$T_j = 75 \text{ °C} + 0{,}37 \text{ °C/mW} \, . \, 14{,}2 \text{ mW} + 0{,}17 \text{ °C/mW} \, . \, 12 \text{ mW} \simeq 82 \text{ °C}$$

Se observa que el término preponderante es el del propio calentamiento siendo superior al transmitido por el detector.

De la ecuación {5.107.} se tiene :

$$T_d = T_a + \theta_{ed} \cdot P_E + \theta_{da} \cdot P_{FT}$$

Reemplazando :

$$T_d = 75 \text{ °C} + 0{,}17 \text{ °C/mW} \, . \, 14{,}2 \text{ mW} + 0{,}37 \text{ °C/mW} \, . \, 12 \text{ mW} \simeq 82 \text{ °C}$$

Análogamente a la conclusión anterior, en este caso, el término dominante es el propio del detector.

CAPITULO 6

AMPLIFICADORES REALIMENTADOS

6.1 INTRODUCCION

Hasta ahora se han analizado amplificadores multietapas en los cuales la salida está totalmente desvinculada de la entrada.
En este capítulo se estudian amplificadores en donde cierta porción de la señal de salida se reinyecta en la entrada. Estos amplificadores se llaman realimentados.
Se tiene realimentación positiva cuando la fracción de la señal de salida que se reinyecta a la entrada se suma positivamente a la señal de excitación exterior.
Se tiene realimentación negativa cuando la fracción de la señal de salida que se reinyecta a la entrada se resta a la señal de excitación exterior.
La realimentación negativa introduce una serie de ventajas que se analizan a lo largo del capítulo.
Se analizan los amplificadores realimentados en este capítulo a frecuencias medias, es decir, sin considerar su respuesta en frecuencia.

6.1.1. DIAGRAMA GENERALIZADO DEL AMPLIFICADOR REALIMENTADO

En la figura 6.1 se tiene simbolizado dicho diagrama:

Mezclador
W_s
M
W_i
Amplificador sin realimentación A
W_o
Red de Realimentacioñ β
W_f
W_o

FIGURA 6.1.

AMPLIFICADOR REALIMENTADO

W_i es la señal de entrada del amplificador sin realimentar.
W_s es la señal de entrada del amplificador realimentado.
W_0 es la señal de salida del amplificador sin realimentar o del realimentado.
W_f es la señal de realimentación que se reinyecta en la entrada.

Con W_0 se indica una tensión de salida V_0 o bien una corriente de salida I_C.
Con W_i se indica una tensión de entrada V_i o bien una corriente de entrada I_i. (Del amplificador sin realimentar).
Con W_s se indica una tensión de entrada V_s o bien una corriente de entrada I_s. (Del amplificador realimentado.
Con W_f se indica una tensión de realimentación V_f o una corriente de realimentación

La red de realimentación es usualmente un cuadripolo pasivo. Muchas veces es una simple configuración resistiva.

Se toma una muestra de la señal W_0 de salida que se atenua generalmente a través de la red de realimentación. La salida de dicha red es la señal de realimentación W_f.

En la entrada, la señal realimentada W_f se mezcla con la señal de excitación W_s y la resultante de la mezcla W_i se inyecta al amplificador A. A puede representar una transferencia de tensión, corriente, transconductancia o transresistencia.

1.2. TRANSFERENCIA CON REALIMENTACION

Si la realimentación es negativa W_f se opone a W_s y queda:

$$W_i = W_s - W_f \qquad (6.1.)$$

Si la realimentación es positiva se tiene:

$$W_i = W_s + W_f$$

DEFINICIONES DE A, β y A_f

$$A \equiv \frac{W_0}{W_i} \qquad (6.2.)$$

$$\beta \equiv \frac{W_f}{W_0} \qquad (6.3.)$$

$$A_f \equiv \frac{W_0}{W_s} \qquad (6.4.)$$

A_f es la transferencia del amplificador realimentado.

De la ecuación (6.2.) se tiene:

$$W_0 = A \cdot W_i \qquad (6.5.)$$

Reemplazando en (6.5.) la ecuación (6.1.) se tiene:

$$W_0 = A \cdot (W_s - W_f) \qquad (6.6.)$$

De la ecuación (6.3.) se obtiene:

$$W_f = \beta \cdot W_0 \qquad (6.7.)$$

Reemplazando (6.7.) en (6.6.) se tiene:

$$W_0 = A\,(W_s - \beta\,W_0) = A\,W_s - \beta\,A\,W_0 \quad \therefore$$

$$W_0 + \beta\,A\,W_0 = A\,W_s \quad \therefore \quad W_0\,(1 + \beta\,A) = A\,W_s \qquad (6.8.)$$

Teniendo en cuenta la ecuación (6.4.) se obtiene a partir de la ecuación (6.8.) lo siguiente:

$$A_f = \frac{W_0}{W_s} = \frac{A}{1 + \beta\,A} \qquad (6.9.)$$

A es la ganancia del amplificador sin realimentar.
A_f es la ganancia del amplificador realimentado.

Como se verá posteriormente para calcular A debe incluirse la resistencia del excitador R_S como perteneciente al amplificador sin realimentar y también la resistencia de carga R_L y la carga que introduce la red de realimentación β a la entrada y salida del cuadripolo A.

Si $|A_f| < |A|$ la realimentación es negativa.

Si $|A_f| > |A|$ la realimentación es positiva.

La expresión 1 + β A se denomina diferencia de retorno y se la indica con D:

$$D = 1 + \beta\,A \qquad (6.10.)$$

Reemplazando la ecuación (6.10) en la ecuación (6.9.) se tiene:

$$A_f = \frac{A}{D} \qquad (6.11.)$$

6.1.3. RELACION ENTRE W_s Y W_i

Veamos la figura 6.2:

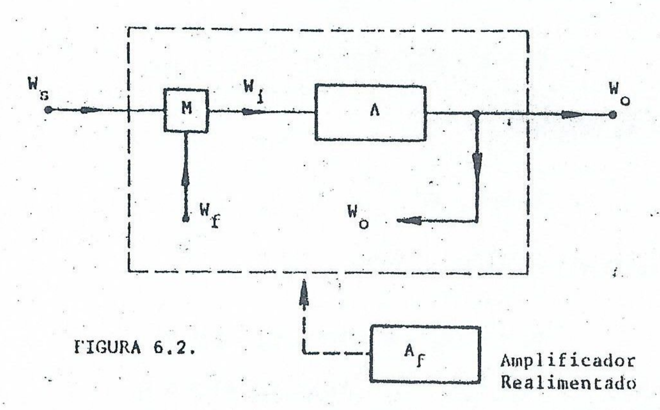


FIGURA 6.2. Amplificador Realimentado

W_0 debe ser constante con o sin realimentación ya que la salida del amplificador cumple una función determinada. Por ejemplo: en un amplificador de audio $W_0 = V_0$, siendo V_0 la tensión de salida con la que se obtiene la potencia de salida nominal del amplificador.
Si la señal de salida excita un relais, entonces $W_0 = I_C$, siendo I_C la corriente nominal que determina la apertura o el cierre de los contactos del relais.

De la figura 6.2 se obtiene:

$$W_0 = A \cdot W_i \qquad (6.12.)$$

$$W_0 = A_f \cdot W_s \qquad (6.13.)$$

Igualando los segundos miembros de las ecuaciones (6.12.) y (6.13.) se obtiene:

$$A\, W_i = A_f \cdot W_s \quad \therefore \quad A\, W_i = \frac{A}{D}\, W_s \quad \therefore$$

$$W_s = D\, W_i \qquad (6.14.)$$

Entonces, como al tener realimentación negativa es $D > 1$, resulta que al realimentar hay que aumentar la excitación D veces según muestra la ecuación (6.14.). En esa forma se mantiene W_0 sin variar al agregar la realimentación. Es decir que $W_s > W_i$, para W_0 = cte.
Como al realimentar negativamente es $A_f = \frac{A}{D}$, se tiene que la excitación W_s debe aumentarse en la misma cantidad en que disminuye A_f respecto de A.

La cantidad de realimentación introducida puede expresarse en decibeles, como:

$$20 \log \left|\frac{A_f}{A}\right| = 20 \log \left|\frac{1}{D}\right|$$

Si D = 100 resultan - 40 db.

Por la forma de deducir la ecuación (6.11.) se ha supuesto:

1. Que la señal de realimentación muestreada se transmite desde la salida hacia la entrada sólo a través de β. Es decir que no hay transmisión a través de A desde la salida a la entrada. Equivale a suponer $h_{re} = 0$.
2. Que β es independiente de R_s y R_L.
3. Que la señal de entrada se transmite hacia la salida sólo a través del amplificador A. Lo anterior significa que β es unilateral, lo cual no es cierto. Pero, en la práctica se aproxima a ello.

6.1.4. FACTOR DE DESENSIBILIZACION

Si se fabrican amplificadores no realimentados en serie, la ganancia A de los mismos no es la misma para cada amplificador fabricado.
Es así ya que A depende de los parámetros dinámicos de los dispositivos activos que constituyen el amplificador y estos parámetros tienen una dispersión muy amplia.
Es decir que un amplificador "no realimentado" es muy sensible a la dispersión de los parámetros dinámicos mencionados.
Al realimentar desensibilizamos al amplificador respecto de dichas dispersiones.
El análisis cuantitativo de la dispersión se realiza a continuación:

Se había visto que:

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A}$$

Derivando la anterior respecto de A se tiene:

$$\frac{d A_f}{d A} = \frac{(1 + \beta A) - \beta A}{(1 + \beta A)^2} = \frac{1}{(1 + \beta A)^2}$$

$$d A_f = \frac{1}{(1 + \beta A)^2} \cdot d A = \frac{1}{D^2} \cdot d A$$

Dividiendo por A_f:

$$\frac{d A_f}{A_f} = \frac{1}{D^2} \cdot \frac{d A}{A_f} = \frac{1}{D^2} \cdot \frac{d A}{A} \cdot D$$

$$\therefore \quad \frac{d A_f}{A_f} = \frac{1}{D} \cdot \frac{d A}{A} \qquad (6.15.)$$

Se define el factor de desensibilización así:

$$F = \left| \frac{\frac{d\,A_f}{A_f}}{\frac{d\,A}{A}} \right| = \frac{1}{D} \qquad (6.16.)$$

Ej: Supongamos que $\left|\frac{d\,A}{A}\right|$ sea del 20 %, para amplificadores sin realimentar. Se quiere conseguir que $\left|\frac{d\,A_f}{A_f}\right| \leq 0,5$ %

Entonces:

$$F = \frac{0,5\ \%}{20\ \%} = 0,025$$

De la ecuación (6.16.) se tiene que:

$$D = \frac{1}{F} = \frac{1}{0,025} = 40$$

Como $D = 1 + \beta A$ resulta:

$$\beta = \frac{D-1}{A} = \frac{40-1}{A} = \frac{39}{A}$$

Conociendo el valor de A se puede calcular β. Por otra parte:

$$A_f = \frac{A}{D} = \frac{A}{40}$$

Tenemos una ganancia 40 veces menor al realimentar. Al desensibilizar en 40 veces el amplificador se pierde la misma cantidad de ganancia. La dependencia de la ganancia del amplificador realimentado respecto de los parámetros dinámicos de los dispositivos activos se ha disminuido en 40 veces.

Si A fuera igual a 1000 se tendría:

$$\beta = \frac{39}{1000} = 0,039$$

y $$A_f = \frac{A}{40} = \frac{1000}{40} = 25$$

Si partimos nuevamente de:

$$A_f = \frac{A}{1 + \beta A}$$

vemos que para $\beta A >> 1$ se tiene:

$$A_f \cong \frac{1}{\beta} \qquad (6.17.)$$

La ganancia realimentada A_f depende sólo de β y es independiente de los dispositivos activos con que se fabrica A.

$$A_f = \frac{1}{\beta} = \frac{1}{0,039} = 25,64$$

que coincide bastante bien con la ganancia correcta que es

$$A_f = 25$$

6.1.5. REDUCCION DE LAS PERTURBACIONES

Sea un amplificador que amplifica $A = A_1 \cdot A_2$ (ver figura 6.3)

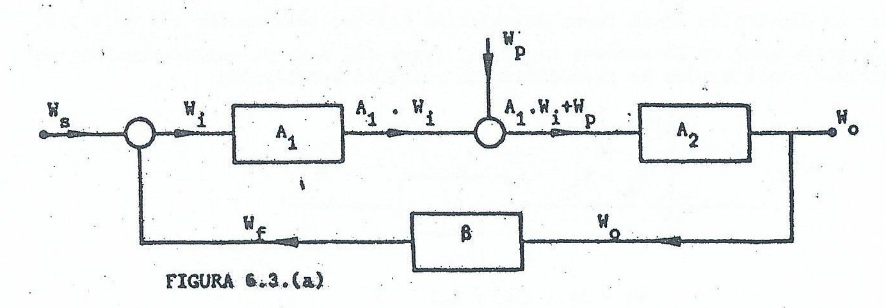


FIGURA 6.3.(a)

Entre el sector que amplifica A_1 y el que amplifica A_2 se introduce una perturbación W_p. Entonces:

$$W_o = A_2\,[A_1 W_i + W_p] = A_1 A_2 W_i + A_2 W_p$$

$$W_o = A W_i + A_2 W_p = A (W_s - W_f) + A_2 W_p$$

$$W_o = A (W_s - \beta W_o) + A_2 W_p$$

$$W_o + \beta A W_o = A W_s + A_2 W_p$$

$$W_o (1 + \beta A) = A W_s + A_2 W_p$$

$$W_0 = \frac{A}{1+\beta A} W_s + \frac{A_2}{1+\beta A} W_p$$

$$W_0 = \frac{A}{D} \cdot D\, W_i + \frac{A_2}{D} W_p$$

$$W_0 = A\, W_i + A_2 \frac{W_p}{D} \qquad (6.18.)$$

La ecuación (6.18.) muestra la señal de salida del amplificador realimentado. Si el amplificador no está realimentado, se obtiene:

$$W_0 = A_2 \left[A_1 W_i + W_p\right] = A_1 A_2 W_i + A_2 W_p$$

$$\therefore \quad W_0 = A\, W_i + A_2 W_p \qquad (6.19.)$$

La ecuación (6.19.) muestra la señal de salida del amplificador sin realimentar.

Comparando (6.19.) con (6.18.) se deduce que la perturbación (distorsión, zumbido, etc.) presente dentro del lazo realimentado disminuye en el factor D.

Ejemplo: El sector que amplifica A_2 (sin realimentar) posee una distorsión del 10 % $\therefore W_p = 10$ %. Se desea disminuir la distorsión (realimentando) a 0,5 %.

$$W_{0_{Pf}} = A_2 \cdot \frac{W_p}{D} = 0{,}5\ \% \qquad W_{0p} = A_2 W_p = 10\ \%$$

$$\therefore \quad W_{0_{Pf}} = \frac{A_2 W_p}{D} = \frac{10\ \%}{D} = 0{,}5\ \% \qquad D = \frac{10\ \%}{0{,}5\ \%} = 20$$

Para reducir la distorsión en la forma establecida hay que realimentar con un $D \geq 20$.

Si la perturbación está en la entrada (es decir fuera del lazo de realimentación) no se logra ninguna ventaja pues no se modifica la relación señal-ruido:

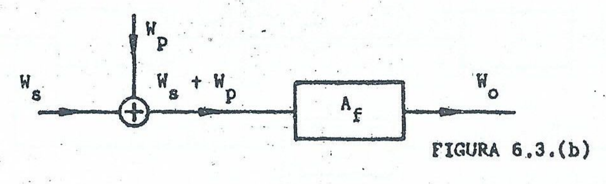


FIGURA 6.3.(b)

$$W_0 = A_f \cdot (W_s + W_p)$$

Este es el caso del ruido en la entrada de un amplificador realimentado.
Un caso distinto es el ripple de una fuente de alimentación. Este se presenta dentro del lazo de realimentación y por lo tanto disminuye D veces.

6.1.6. RESISTENCIA DE ENTRADA

Como se verá más adelante, si se reinyecta una tensión en serie en la malla de entrada del amplificador, la resistencia de entrada del mismo aumenta.
Si se reinyecta una corriente en paralelo en la malla de entrada del amplificador, la resistencia de entrada del mismo disminuye.
Es decir que la realimentación es un medio eficaz para gobernar la resistencia de entrada del amplificador.

6.1.7. RESISTENCIA DE SALIDA

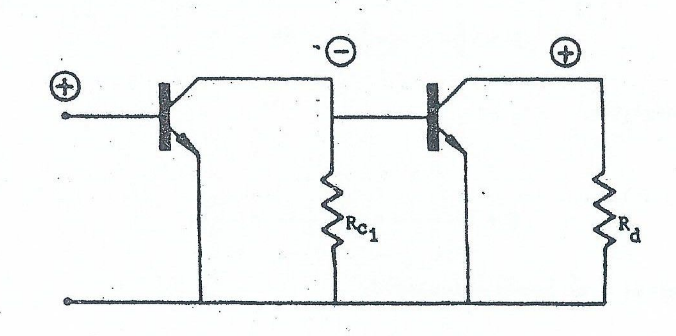
Si para realimentar un amplificador se muestrea la tensión de salida, su resistencia de salida disminuye.
Si para realimentar un amplificador se muestrea la corriente de salida, su resistencia de salida aumenta.
La realimentación proporciona un medio eficaz para gobernar la resistencia de salida del amplificador.

6.2 CLASIFICACION DE LOS AMPLIFICADORES

Se clasificarán los amplificadores poniendo en evidencia aquella transferencia que no dependa de las magnitudes de la resistencia del excitador y de la resistencia de carga.
Los primeros ejemplos se verán para los amplificadores no realimentados.

6.2.1. AMPLIFICADOR DE CORRIENTE

Veamos como ejemplo un amplificador de dos etapas conectadas como EC. (figura 6.4)



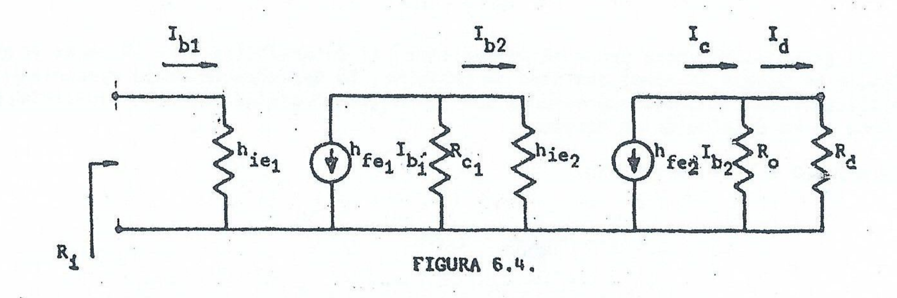


FIGURA 6.4.

$$I_d = -h_{fe2}\, I_{b2} \frac{R_o}{R_o + R_d}$$

$$\therefore \quad \frac{I_d}{I_{b2}} = -h_{fe2} \frac{R_o}{R_o + R_d}$$

$$\frac{I_{b2}}{I_{b1}} = -h_{fe1} \frac{R_{C1}}{R_{C1} + h_{ie2}}$$

Definiendo:

$$A_I = \frac{I_d}{I_{b1}} = \frac{I_d}{I_{b2}} \cdot \frac{I_{b2}}{I_{b1}}$$

Resulta:

$$A_I = h_{fe1}\, h_{fe2} \cdot \frac{R_{C1}}{R_{C1} + h_{ie2}} \cdot \frac{R_o}{R_o + R_d}$$

$$\therefore \quad A_I = h_{fe_1}\, h_{fe_2} \cdot \frac{R_{C_1}}{R_{C_1} + h_{ie_2}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_d}{R_o}}$$

Si llamamos A_i la ganancia de corriente para salida en corto ($R_d = 0$) ($I_d = I_c$), resulta:

$$A_i = A_I \Big|_{R_d = 0} = h_{fe_1}\, h_{fe_2} \frac{R_{C_1}}{R_{C_1} + h_{ie_2}}$$

$$A_I = A_i \frac{1}{1 + \frac{R_d}{R_o}} = \frac{I_d}{I_{b_1}}$$

$$\therefore \quad I_d = A_i\, I_{b_1} \frac{1}{1 + \frac{R_d}{R_o}} \qquad (6.20.)$$

La ecuación (6.20.) se puede representar por el circuito de la figura 6.5

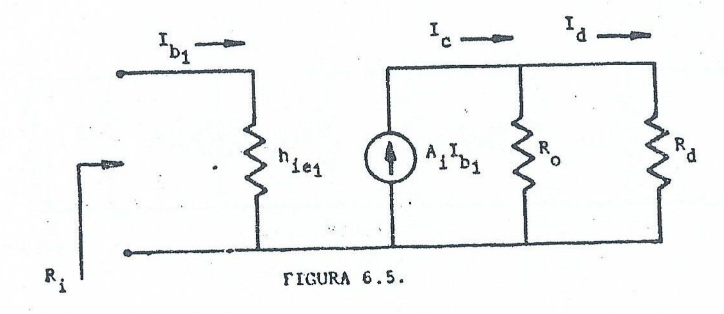


FIGURA 6.5.

Podemos generalizar el circuito introduciendo R_i e I_i, como se ve en la figura 6.6

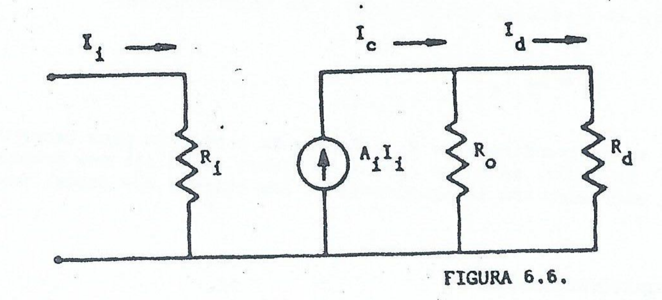


FIGURA 6.6.

Agregamos el generador de excitación en la figura 6.7

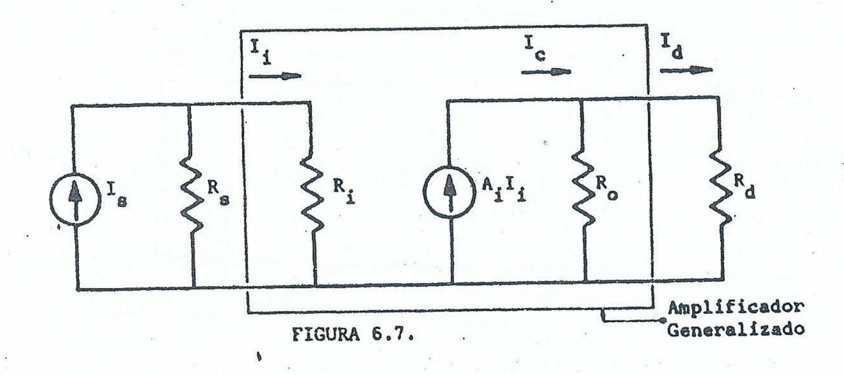


FIGURA 6.7.

De la figura 6.7 surge:

$$I_i = I_s \frac{R_s}{R_i + R_s} = I_s \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_s}}$$

$$I_d = A_i\, I_i \frac{1}{1 + \frac{R_d}{R_o}} = A_i \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_s}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_d}{R_o}}\, I_s \qquad (6.21.)$$

Si queremos que I_d sea proporcional a I_s e <u>independiente de R_s y R_d</u>, debe ser (ver ecuación (6.21.)):

$$R_i \ll R_s \qquad (6.22.)$$

$$R_o \gg R_d$$

Si se cumple la ecuación (6.22.) resulta que la (6.21.) se transforma en:

$$I_d \cong A_i \, I_s$$

La corriente por la carga es independiente de R_s y R_d. Es la condición para tener un amplificador de corriente. Es decir, se busca que la corriente de salida sea proporcional a la corriente del excitador con independencia de los valores que puedan tomar R_s y R_d.

6.2.2. AMPLIFICADOR DE TRANSCONDUCTANCIA

De una manera similar a la analizada en el punto 6.2.1. se puede llegar a la siguiente representación de un amplificador:

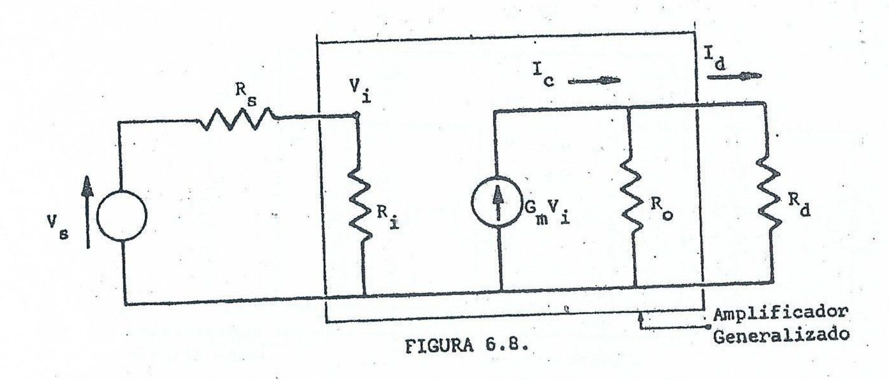


FIGURA 6.8.

Se busca que $I_d = K \, V_s$ independientemente de los valores de R_s y R_d. En ese caso se tiene un amplificador de transconductancia. De la figura 6.8 surge que:

$$V_i = V_s \frac{R_i}{R_i + R_s} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_i}} \cdot V_s$$

$$I_d = G_m \, V_i \frac{R_o}{R_o + R_d} = G_m \, V_i \frac{1}{1 + \frac{R_d}{R_o}}$$

G_m es la ganancia de transconductancia para $R_d = 0$ (salida en corto).

Reemplazando V_i en la última ecuación se tiene:

$$I_d = G_m \frac{1}{1 + \frac{R_d}{R_o}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_i}} \cdot V_s \qquad (6.23.)$$

Para que I_d sea proporcional a V_s con independencia de los valores de R_s y R_d debe cumplirse en la ecuación (6.23.) que:

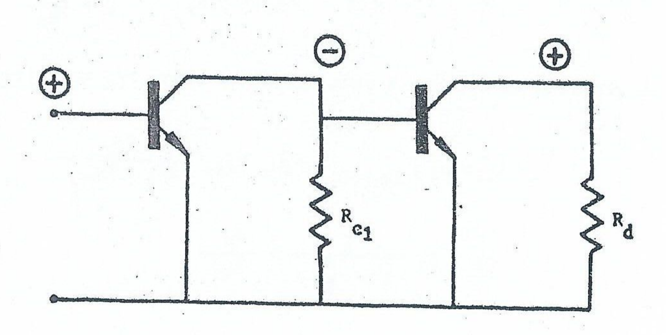
$$R_i \gg R_s$$
$$R_o \gg R_d \qquad (6.2$$

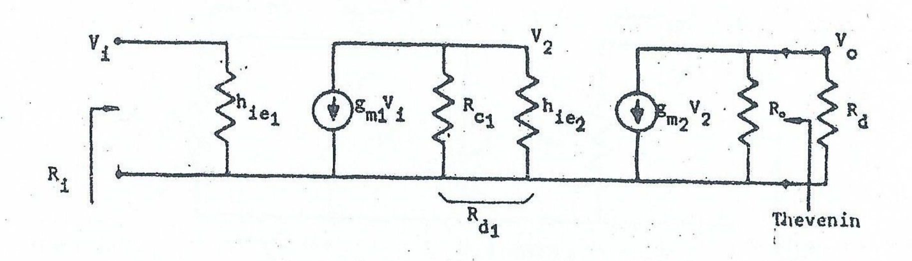
Entonces, $I_d = G_m . V_s$ e I_d sólo depende de V_s. La transferencia de este amplificador es:

$$G_m = \frac{I_d}{V_s}$$

6.2.3. AMPLIFICADOR DE TENSION

Como en el punto 6.2.1. representamos al amplificador, por simplicidad, por dos etapas de EC.





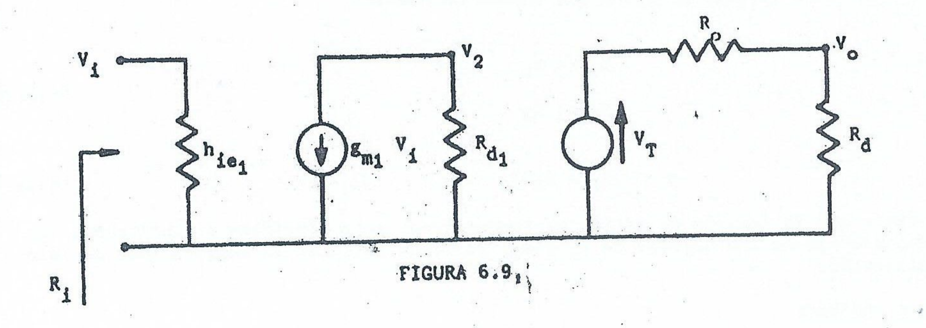


FIGURA 6.9.

$$V_T = - g_{m_2} V_2 R_0$$

$$V_2 = - g_{m_1} V_i R_{d_1}$$

$$V_T = g_{m_1} g_{m_2} R_0 R_{d_1} V_i \qquad \{6.25.\}$$

$$V_0 = \frac{R_d}{R_0 + R_d} V_T$$

$$V_0 = \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_d}} V_T$$

$$V_0 = g_{m_1} g_{m_2} R_0 R_{d_1} \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_d}} V_i$$

$$\therefore \quad Av = \frac{V_0}{V_i} = g_{m_1} g_{m_2} R_0 R_{d_1} \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_d}}$$

$$A_v = Av \Big|_{R_d = \infty} = g_{m_1} g_{m_2} R_0 R_{d_1} \qquad \{6.26.\}$$

Reemplazando {6.26.} en {6.25.} resulta:

$$V_T = A_v \cdot V_i \qquad \{6.27.\}$$

$$Av = A_v \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_d}} \qquad \{6.28.\}$$

Teniendo en cuenta la {6.27.} y la {6.28.} se puede representar el amplificador de tensión en forma generalizada como se ve en la figura 6.10.

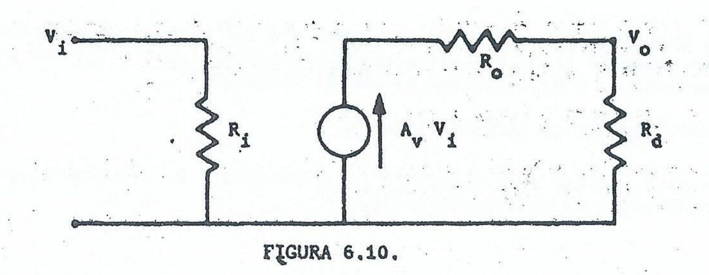


FIGURA 6.10.

Agregando el excitador se tiene (figura 6.11):

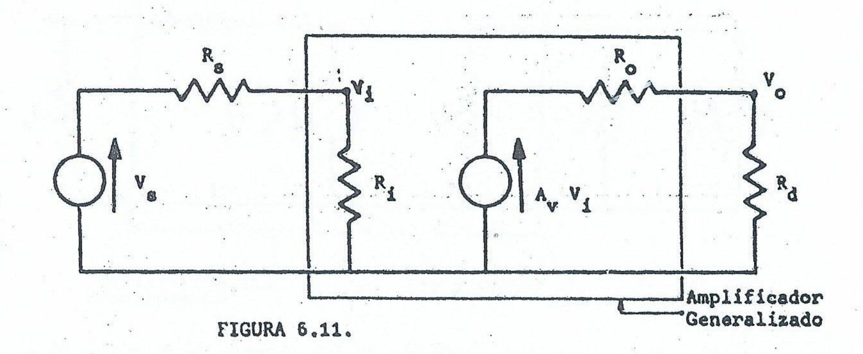


FIGURA 6.11.

De la figura 6.11 surge que:

$$V_i = \frac{R_i}{R_i + R_s} V_s = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_i}} V_s$$

$$V_0 = A_v V_i \frac{R_d}{R_0 + R_d} = A_v V_i \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_d}}$$

$$\therefore \quad V_0 = A_v \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_d}} \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_i}} V_s \qquad \{6.29.\}$$

Veamos cuáles son las condiciones necesarias de niveles de resistencias para que $V_0 = K\ V_s$.

De la ecuación {6.29} surgen como:

$$R_i >> R_s$$
$$R_0 << R_d \qquad \{6.30.\}$$

Si en el amplificador en estudio se cumple con los niveles de resistencias estipulados en la ecuación (6.30.) resulta que V_0 es proporcional a V_s, con independencia de los valores de R_s y R_d (mientras se cumpla la (6.30.)).

6.2.4. AMPLIFICADOR DE TRANSRESISTENCIA

De una manera similar a la analizada en el punto 6.2.3. se puede llegar a la siguiente representación de este amplificador:

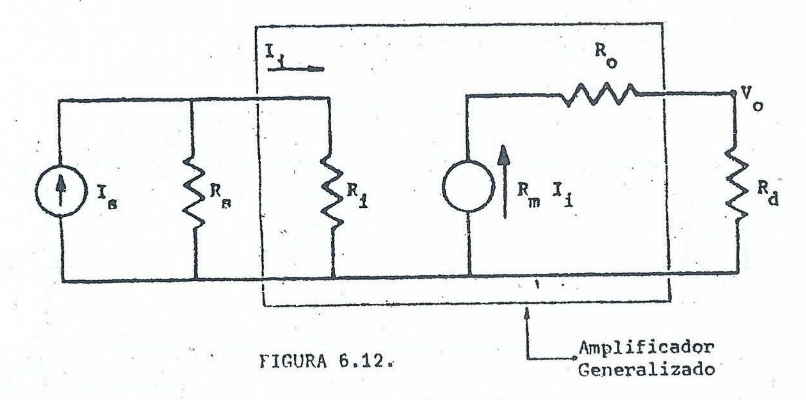


FIGURA 6.12.

Se busca que $V_0 = K\, I_s$, con independencia de los valores de R_s y R_d. En ese caso se tiene un amplificador de transresistencia.
De la figura 6.12 surge que:

$$I_i = I_s \frac{R_s}{R_s + R_i} = \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_s}} I_s$$

$$V_0 = R_m I_i \frac{R_d}{R_0 + R_d} = R_m I_i \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_d}} \qquad (6.31.)$$

$$\therefore \quad V_0 = R_m \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_d}} \frac{1}{1 + \frac{R_i}{R_s}} I_s \qquad (6.32.)$$

De la (6.31.) se tiene:

$$R_M = \frac{V_0}{I_i} = R_m \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R_d}}$$

Vemos que si $R_d \to \infty$ (circuito abierto) resulta $R_m = R_M \big|_{R_d = \infty}$.

Es decir que R_m es la ganancia de transresistencia para circuito abierto.

De la ecuación (6.32.) se tiene que cuando se cumple:

$$R_i << R_s$$
$$R_0 << R_d \qquad (6.33.)$$

$$V_0 = R_m I_s \qquad (6.34.)$$

Es decir que la tensión de salida es proporcional a la corriente de excitación con independencia de los valores de R_s y R_d. Se tiene entonces un amplificador de transresistencia.

6.2.5. RESUMEN

	UNIDADES DE LA TRANSFERENCIA	NIVELES DE RESISTENCIA
Amplificador de tensión	ADIMENSIONAL	$R_i >> R_s$ $R_0 << R_d$
Amplificador de corriente	ADIMENSIONAL	$R_i << R_s$ $R_0 >> R_d$
Amplificador de transconductancia	MHO	$R_i >> R_s$ $R_0 >> R_d$
Amplificador de transresistencia	OHM	$R_i << R_s$ $R_0 << R_d$

6.3. DISTINTAS TOPOLOGIAS DE REALIMENTACION

Se puede muestrear tensión o corriente de la etapa de salida. Se puede reinyectar en la entrada una señal realimentada en serie o bien en paralelo.
Se pueden realizar en consecuencia cuatro combinaciones, a saber:

a) Muestreando tensión y reinyectando en serie.
b) Muestreando tensión y reinyectando en paralelo.
c) Muestreando corriente y reinyectando en serie.
d) Muestreando corriente y reinyectando en paralelo.

6.3.1. REALIMENTACION TENSION - SERIE

Corresponde al caso a) del punto anterior.

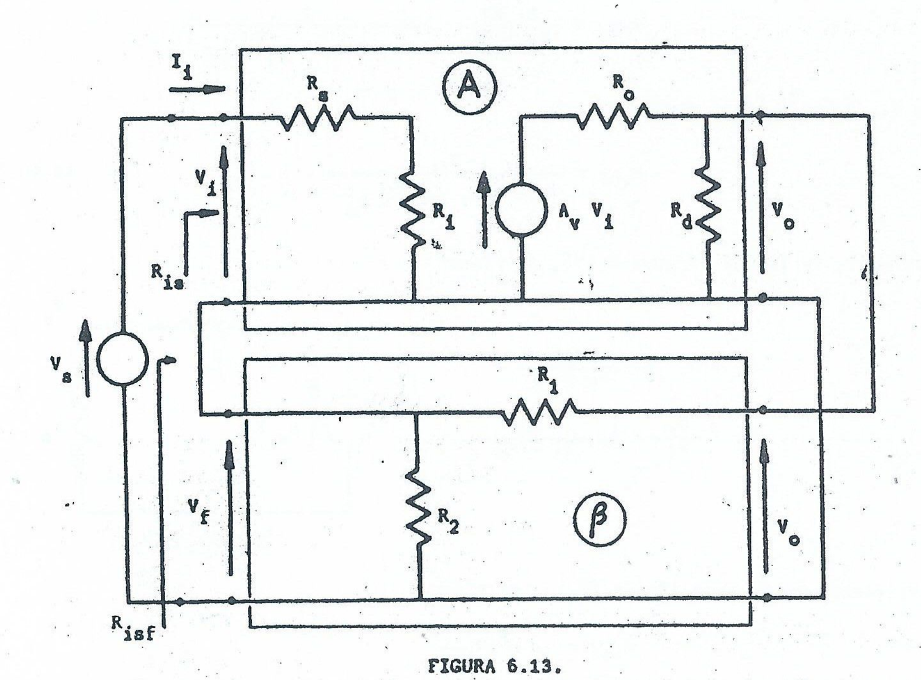


FIGURA 6.13.

El circuito real se separa (ver figura 6.13.) en dos partes:

1) El amplificador básico A.
2) La red de realimentación β.

El amplificador básico incluye la resistencia R_s y la resistencia R_d. Ello permite llegar a expresiones más simples de los niveles de impedancias.

De la malla de entrada, se tiene:

$$R_{is} = \frac{V_i}{I_i} \qquad (6.34.)$$

y

$$R_{isf} = \frac{V_s}{I_i} \qquad (6.35.)$$

Pero para conservar V_0 = constante, es $V_s = D\, V_i$, resulta:

$$R_{isf} = \frac{V_s}{I_i} = \frac{D\, V_i}{I_i}$$

$$\therefore \quad R_{isf} = D\, R_{is} \qquad (6.36.)$$

La reinyección en serie tiene como virtud aumentar D veces la resistencia de entra- del sistema, como lo muestra la ecuación (6.36.) . Conclusión: el amplificador rea- mentado en serie aumenta su resistencia de Entrada. (R_{if}) (Ver figura 6.14)

$$R_{if} = R_{isf} - R_s$$

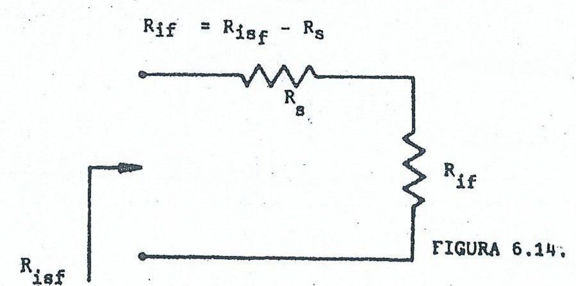


FIGURA 6.14.

La atenuación β está dada por:

$$\beta = \frac{V_f}{V_0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad (6.3$$

La malla de β mostrada en la figura 6.13 es una de las más usadas en la realimentación T - S.

Para hallar la resistencia de salida del amplificador realimentado R_{of} debemos reactivar la señal externa V_s ($V_s = 0$) hacer $R_d = \infty$ e inyectar una tensión V a través las terminales de salida (ver figura 6.15).

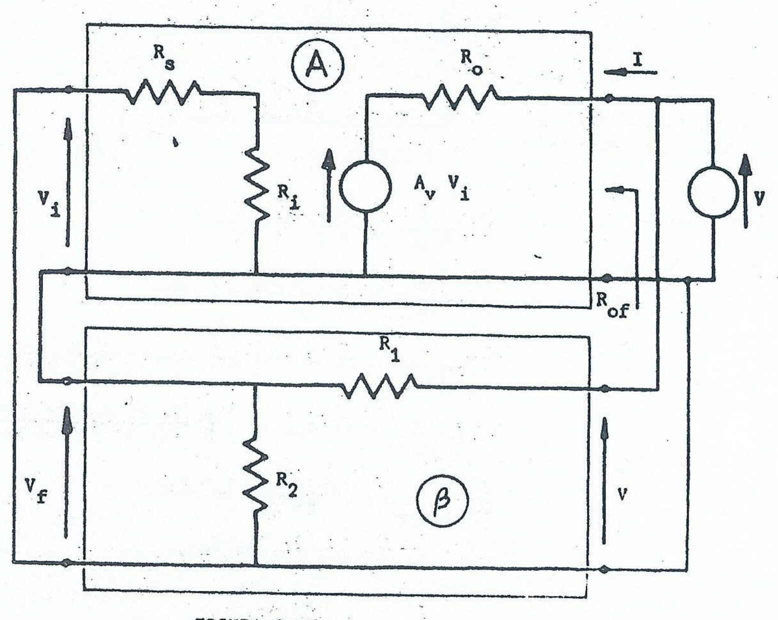


FIGURA 6.15.

$$I = \frac{V - A_V \cdot V_i}{R_0}$$

Como $V_i = -V_f$, resulta:

$$I = \frac{V + A_V \cdot V_f}{R_0}$$

Como $V_f = \beta V_0$, resulta:

$$I = \frac{V + \beta A_V \cdot V}{R_0} = \frac{V(1 + \beta A_V)}{R_0} \qquad (6.38.)$$

Definimos $R_{0f} \equiv \frac{V}{I}$

Por lo tanto, de la ecuación (6.38.) , se tiene:

$$R_{0f} = \frac{R_0}{1 + \beta A_V} \qquad (6.39.)$$

Donde A_V es la ganancia de tensión a circuito abierto ($R_d = \infty$).

Veamos la resistencia de salida del sistema realimentado (figura 6.16)

R_{of} R_d R_{osf}

FIGURA 6.16.

$$\frac{1}{R_{0sf}} = \frac{1}{R_{0f}} + \frac{1}{R_d}$$

$$\frac{1}{R_{0sf}} = \frac{1 + \beta A_V}{R_0} + \frac{1}{R_d}$$

$$\frac{1}{R_{0sf}} = (1 + \beta A_V) \left[\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_d(1 + \beta A_V)} \right]$$

$$\frac{1}{R_{0sf}} = (1 + \beta A_V) \left[\frac{R_d(1 + \beta A_V) + R_0}{R_0 R_d (1 + \beta A_V)} \right]$$

$$\frac{1}{R_{0sf}} = \frac{R_0 + R_d(1 + \beta A_V)}{R_0 R_d}$$

$$R_{0sf} = \frac{R_0 R_d}{R_0 + R_d(1 + \beta A_V)}$$

$$R_{0sf} = \frac{R_0 R_d}{R_0 + R_d + \beta A_V R_d}$$

$$R_{0sf} = \frac{R_0 R_d}{R_0 + R_d} \cdot \frac{1}{1 + \beta A_V \frac{R_d}{R_0 + R_d}}$$

Como $R_{0s} = \frac{R_0 R_d}{R_0 + R_d}$ resulta:

$$R_{0sf} = \frac{R_{0s}}{1 + \beta A_V \frac{R_d}{R_0 + R_d}} \qquad (6.40.)$$

De la malla de salida (figura 6.17), se tiene:

$$V_0 = A_V V_i \frac{R_d}{R_0 + R_d}$$

$$\therefore \quad A_V = \frac{V_0}{V_i} = A_V \frac{R_d}{R_0 + R_d}$$

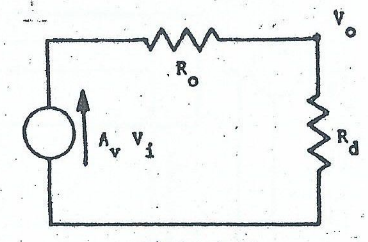


FIGURA 6.17.

Reemplazando en la ecuación (6.40.) , se tiene:

$$R_{0sf} = \frac{R_{0s}}{1 + \beta A_V}$$

Siendo A_V la ganancia de tensión con la carga conectada, del amplificador sin realimentar. Por lo tanto: $D = 1 + \beta A_V$, y

$$R_{0sf} = \frac{R_{0s}}{D} \qquad (6.41.)$$

En la figura 6.13 se observa que si el amplificador no está realimentado ($V_f = 0$) , queda $V_s = V_i$ y por lo tanto $A_V = A_{Vs}$.

Se puede poner entonces: $D = 1 + \beta A_{Vs}$

Se tiene así que la resistencia de salida del sistema del amplificador realimentado es D veces más chica que la resistencia de salida del amplificador sin realimentar.

Conclusión: al realimentar muestreando la tensión de salida, disminuye D veces la resistencia de salida del sistema.

En la figura 6.13 para analizar la realimentación T-S se usó en el amplificador básico A un modelo que corresponde a un amplificador de tensión.
Como se ha visto más arriba se obtuvo que la resistencia de entrada R_{if} es grande y la de salida R_{0f} es pequeña. Por lo tanto se trata realmente de un amplificador de tensión. (ver 6.2.5.)

Un amplificador sin realimentar se puede convertir en un amplificador de tensión realimentándolo con la topología T - S.
En este caso la transferencia de tensión es independiente de las variaciones de R_s y R_d.

6.3.2. EJEMPLO DE REALIMENTACION T-S

Usamos en el ejemplo un subcircuito diferencial acoplado a un subcircuito Darlington de acuerdo con el diagrama en block de la figura 6.18

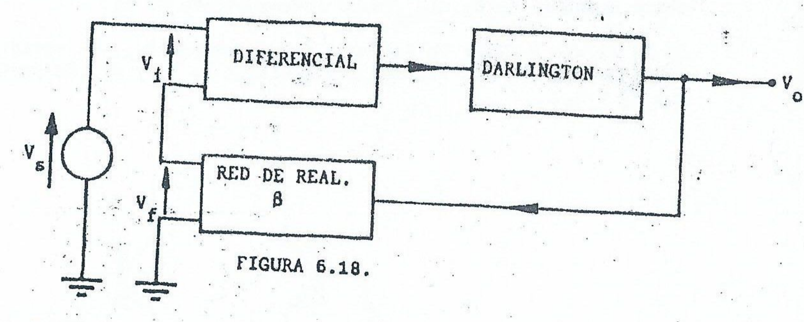


FIGURA 6.18.

En el amplificador diferencial se inyecta en una entrada la señal y en la otra la realimentación. Se usa para construir el diferencial y su fuente de corriente constante un array CA3086 y para construir el Darlington un array CA 3018.
Un circuito dinámico que permite determinar si la realimentación es positiva o negativa es el de la figura 6.19

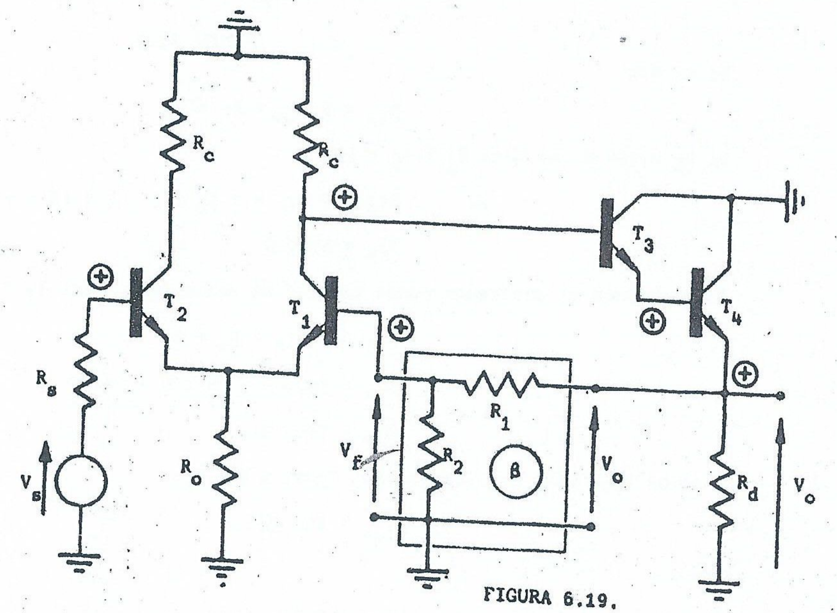


FIGURA 6.19.

Esquemáticamente, en la figura 6.20, se muestra la entrada del amplificador. Se han despreciado las caídas de tensión en los resistores de entrada.

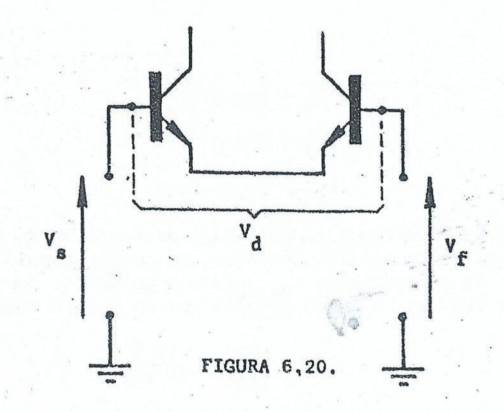


FIGURA 6.20.

Se deduce que $V_d = V_s - V_f$ y como V_f se opone a V_s, la realimentación es negativa.

Agregando al circuito de la figura 6.19 la polarización se llega al circuito de la figura 6.21.

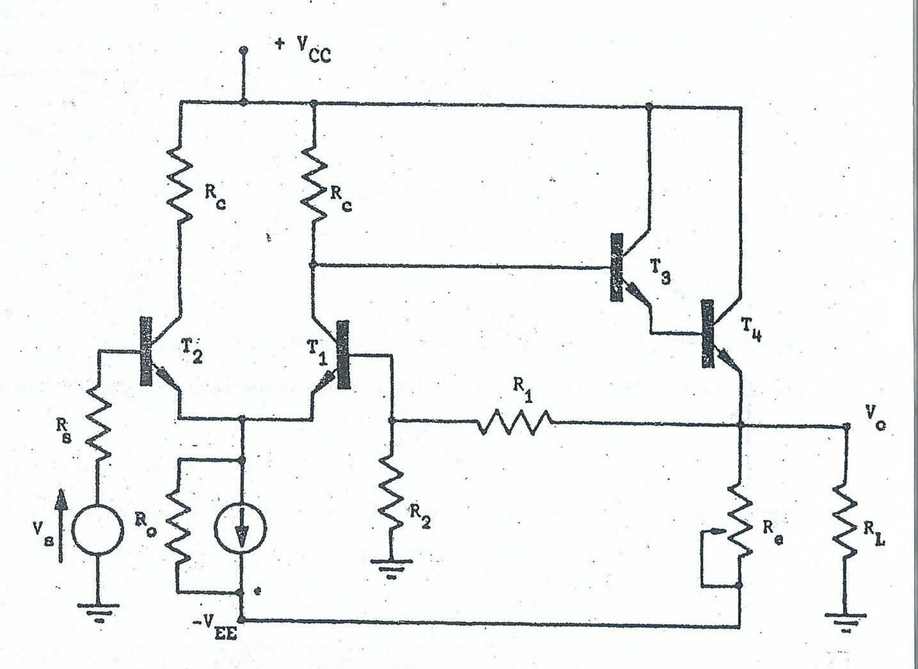


FIGURA 6.21.

Datos:

$$R_s = 100\ \Omega$$

$$R_L = 5\ K\ \Omega$$

$$V_{cc} = V_{EE} = 10\ V$$

Se ajusta R_e de manera que el potencial de continua $V_{E_4T} = 0$ V. Entonces como no hay que bloquear una tensión continua, se puede acoplar R_L en forma directa.
La corriente de polarización I_{cq_4} circula solamente por R_e.
Si adoptamos una $I_{cq_4} = 10$ mA resulta que R_e deberá ajustarse al valor:

$$R_e = \frac{V_{EE}}{I_{cq_4}} = \frac{10\ V}{10\ mA} = 1\ K\Omega$$

Se puede seleccionar un preset de 2K2. La resistencia dinámica de T_4 es:

$$R_{d_4} = R_e\ //\ R_L = 1\ K\Omega\ //\ 5\ K\Omega = 833\ \Omega$$

De la hoja de datos del CA 3018 resulta que:

$$h_{FE_D} = 7500$$

Por lo tanto la resistencia de entrada del Darlington es:

h_{FE_D} 7500 I_{cQ} 10mA

FIGURA 6.21.(a)

$$R_{i_3} \cong h_{FE_D} \cdot R_{d_4} = 7500\ .\ 0{,}833\ K\Omega$$

$$R_{i_3} \cong 6\ M\Omega$$

La conclusión es que el Darlington no carga al diferencial.

Veamos la ganancia del diferencial sin realimentarlo. Previamente adoptamos:

$$I_{cq_1} = I_{cq_2} = 1\ mA$$

con lo cual se tiene un $h_{fe} = 100$ (hoja de datos del CA 3086). Por lo tanto:

$$h_{ie_1} = h_{ie_2} = \frac{h_{fe}}{g_m} = \frac{100}{40 m\mho} = 2{,}5\ K\Omega$$

$$A_{vd} \doteq \frac{R_C}{2\left(\frac{h_{ie}}{h_{fe}} + \frac{R_S}{h_{fe}}\right)} = \frac{R_C}{2\left(\frac{2500}{100} + \frac{100}{100}\right)}$$

Si $R_S = 100$ no afecta a la ganancia el término que lo contiene.
Si $R_S = 2500$ la ganancia A_{vd} se hace la mitad del caso anterior.
Al realimentar en serie, la ganancia realimentada no dependerá, dentro de límites bastante amplios, de R_S. $A_{V_{sf}}$ será independiente de R_S.

En la figura 6.22 se ve la forma de determinar R_{is}. La resistencia que "ve" la base de T_1 depende de los valores particulares de R_2 y R_1. Se puede proyectar de manera que $R'_S \cong R_S$.

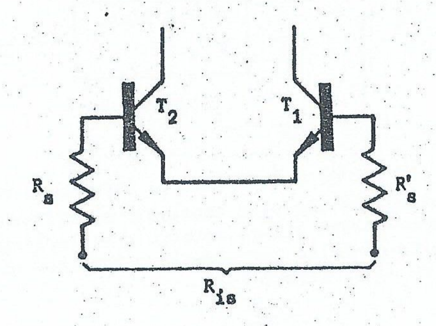


FIGURA 6.22.

Se ve que:

$$R_{is} = 2\ h_{ie} + R_S + R'_S$$

Si $R_S = 100\ \Omega$. se hace $R'_S \cong R_S = 100\ \Omega$

$$\therefore \quad R_{is} = 2\ h_{ie} + 2\ R_S = 2\ .\ 2{,}5\ K\Omega + 2\ .\ 200\ \Omega$$

$$R_{is} = 5200\ \Omega$$

Si cambiamos el excitador puede cambiar el valor de R_S. Sea R_S = 2K5. Se tiene:

$$R_{is} = 2\ h_{ie} + R_S + R'_S$$

$$R_{is} = 5000\ \Omega + 2500\ \Omega + 100\ \Omega$$

$$R_{is} = 7600\ \Omega$$

Hagamos R_{isf} (con realimentación) igual a 250 KΩ.

$$R_{isf} = 250\ K\Omega$$

Como:

$$R_{isf} = D\ R_{is}$$

Resulta:

$$D = \frac{R_{isf}}{R_{is}} = \frac{250\ K\Omega}{7{,}6\ K\Omega} = 33$$

Se hace D = 33 para que influya poco la variación de R_S sobre la ganancia de tensión (A_{VSf}). De la hoja de datos del CA 3018 se obtiene la V_{BE} del Darlington para I_{cq_4} igual a 10 mA.

$$V_{BE_{DARLINGTON}} = 1{,}45 \text{ V}$$

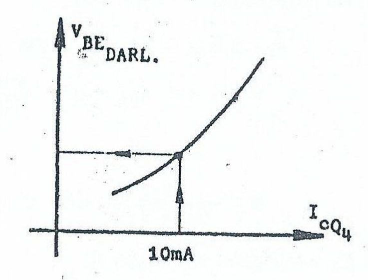


FIGURA 6.22.(a)

Por lo tanto:

$$V_{C_1T} = V_{BE_{DARLINGTON}} = 1{,}45 \text{ V}$$

La caída de tensión en R_C es:

$$V_{RC} = V_{CC} - V_{C_1T} = 10 - 1{,}45 = 8{,}55 \text{ V}$$

y

$$R_C = \frac{V_{RC}}{I_{cq_1}} = \frac{8{,}55 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 8{,}55 \text{ K}\Omega \rightarrow 8{,}2 \text{ K}\Omega \text{ (normalizado)}$$

$$A_{vd} = \frac{R_C}{2\left(\frac{h_{ie}}{h_{fe}} + \frac{R_S}{h_{fe}}\right)} = \frac{8200 \ \Omega}{52 \ \Omega} \cong 157$$

Como la ganancia del Darlington es prácticamente uno, la ganancia del amplificador sin realimentar es igual a A_{vd}.
La ganancia realimentada es:

$$A_{vdf} = \frac{A_{vd}}{D} = \frac{157}{33} \cong 4{,}8$$

Para determinar la ganancia del amplificador sin realimentar hay que tener en cuenta la carga que la malla de realimentación introduce en el amplificador básico. Veamos cómo construir el amplificador sin realimentar. Como se está muestreando tensión, para analizar la influencia de β sobre la entrada, se anula la muestra de tensión. Se hace $V_0 = 0$. (Ver figura 6.19). Como se ve lo que se hace es eliminar la influencia de la realimentación y al mismo tiempo poner en evidencia la carga que introduce β.

En la figura 6.24 se ve cómo queda el circuito de entrada.

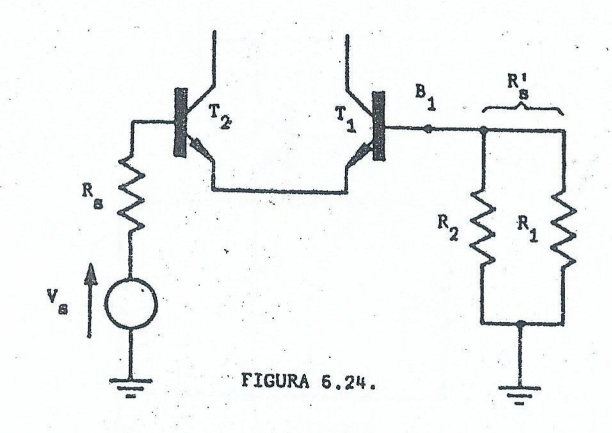


FIGURA 6.24.

En la base B_1 actúa así el paralelo de R_2 y R_1.

Para analizar la influencia de β en la etapa de salida se abre el circuito en la base B_1 (de manera que no se tenga la tensión de realimentación V_f). Ver figura 6.24(a)

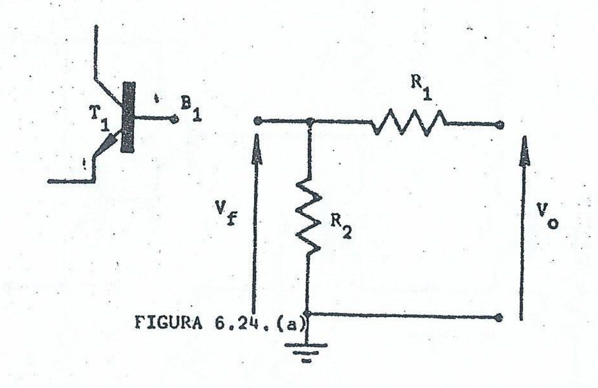


FIGURA 6.24.(a)

OBSERVESE QUE SE MANTIENE EN LA FIGURA 6.24(a) SIN MODIFICAR LA ESTRUCTURA DE β.

Se puede ver cómo queda la etapa de salida en la figura 6.24(b)

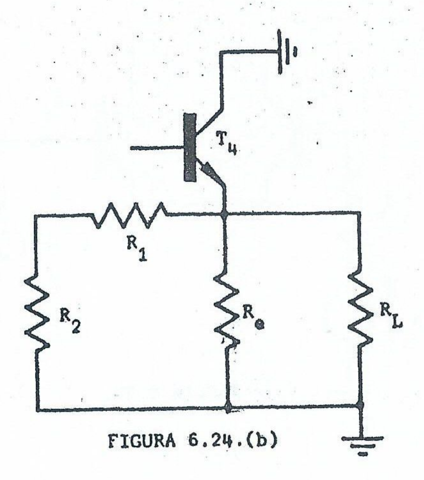


FIGURA 6.24.(b)

El circuito completo es el de la figura 6.25.

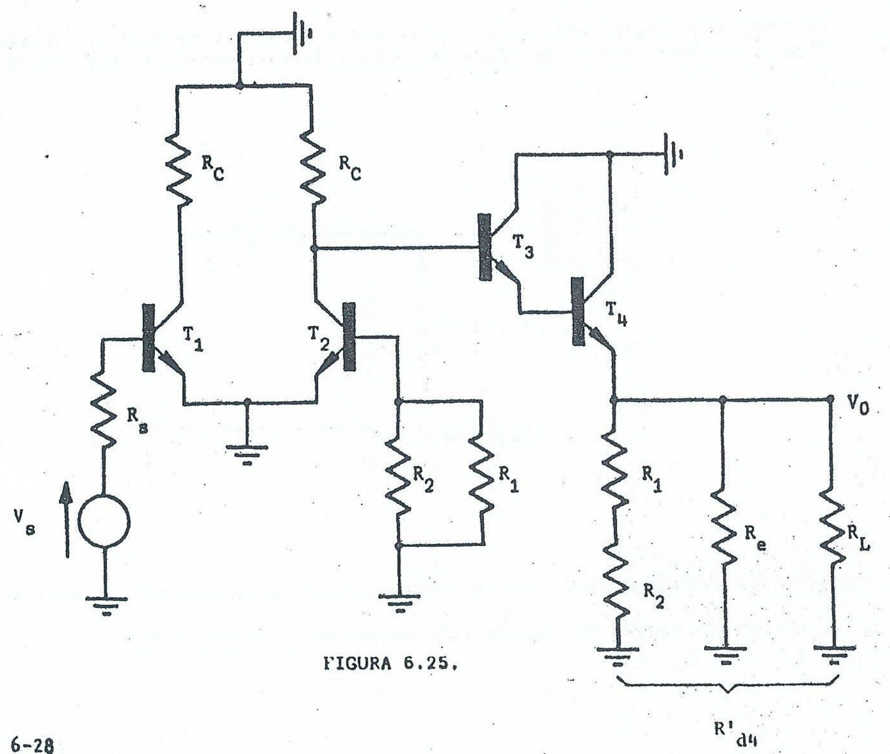


FIGURA 6.25.

Recordemos los datos y los valores hallados a lo largo del proyecto:

$R_S = 100\ \Omega$; $R_L = 5\ K\Omega$; $V_{CC} = V_{EE} = 10\ V$; $I_{cq_1} = I_{cq_2} = 1\ mA$; $R_C = 8{,}2\ K\Omega$; $R_e = 1\ K\Omega$;

$h_{FE_{DARL}} = 7500$; $h_{fe_1} = h_{fe_2} = h_{fe} = 100$

Se había supuesto que la ganancia del DARLINGTON era igual a 1. Bajamos esa ganancia para más seguridad a 0,95. Entonces:

$$A_{VS} = A_{Vd} \cdot A_{V_{DARL}} = 157 \cdot 0{,}95 = 149$$

$$D = 1 + \beta\ A_{VS} \rightarrow \beta = \frac{D-1}{A_{VS}} = \frac{33-1}{149} = 0{,}21$$

De

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow R_1 = R_2\ (\frac{1}{\beta} - 1)$$

Como $R_S' = R_1 // R_2 \cong 100\ \Omega$, adoptamos $R_2 = 120\ \Omega$.

$$\therefore \quad R_1 = R_2\ (\frac{1}{\beta} - 1) = 120\ (\frac{1}{0{,}21} - 1) = 451\ \Omega$$

Tomamos una R_1 normalizada de 470 Ω.

$$\therefore \quad R_S' = R_1\ //\ R_2 = 120\ \Omega\ //\ 470\ \Omega = 95{,}6\ \Omega$$

similar al valor propuesto de 100 Ω.

Como $R_{d_4} = R_e\ //\ R_L = 833\ \Omega$, resulta:

$$R'_{d_4} = (R_1 + R_2)\ //\ R_{d_4} = (120 + 470)\ //\ 833 = 345\ \Omega$$

$$R_{i_3} = h_{fe_{DARL}} \cdot R'_{d_4} = 7500\ .\ 345\ \Omega = 2{,}59\ M\Omega$$

Se sigue cumpliendo que $R_{i_3} >> R_C$ (8K2)
El Darlington no carga al diferencial.

VERIFICACION

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{120}{120 + 470} = 0{,}2$$

$$D = 1 + 0{,}2\ .\ 149 \cong 31$$

$$A_{Vsf} = \frac{A_{VS}}{D} = \frac{149}{31} = 4{,}8 \qquad (6.42)$$

Calculemos la ganancia de tensión para $R_S = 2{,}5\ K\Omega$

$$A_{vd} = \frac{R_C}{\frac{2\,h_{ie} + R_S + R'_S}{h_{fe}}}$$

$$A_{vd} = \frac{8200 \;.\; 100}{5000 + 2500 + 95{,}6} = 107{,}95$$

$$A_{VS} = 107{,}95 \;.\; 0{,}95 = 102{,}55$$

$$D = 1 + \beta\, A_{VS} = 1 + 0{,}2 \;.\; 102{,}55 = 21{,}51$$

$$A_{Vsf} = \frac{A_{Vs}}{D} = \frac{102{,}55}{21{,}55} = 4{,}76 \qquad (6.43)$$

Comparando las ecuaciones (6.42) y (6.43) se demuestra que A_{Vsf} se mantiene prácticamente constante para variaciones de R_S comprendidas entre:

$$100\ \Omega < R_S < 2500\ \Omega$$

Esto ocurre porque al aumentar R_S disminuyen simultáneamente A_{VS} y D. (Comparar nuevamente las ecuaciones (6.43) y (6.42)).
Se puede probar si lo anterior se mantiene para menores valores de D. Esto tiene la ventaja de hacer al amplificador realimentado más estable.

Sea D = 15
Para $R_S = 100\ \Omega$ es $A_{VS} = 149$
Adoptando $R_2 = 100\ \Omega$, resulta:

$$R_1 = R_2\left(\frac{1}{\beta} - 1\right) = R_2\left(\frac{A_{VS}}{D-1} - 1\right)$$

$$R_1 = 120\ \Omega\left(\frac{149}{14} - 1\right) = 1157\Omega \rightarrow R_1 = 1200\ \Omega$$

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{120}{120 + 1200} = 0{,}091$$

$$D = 1 + \beta\, A_{VS} = 1 + 0{,}091 \;.\; 149 = 14{,}56$$

$$A_{VSf} = \frac{149}{14{,}56} = 10{,}23 \qquad (6.44)$$

Para $R_S = 2500\ \Omega$ resulta $A_{VS} = 102{,}55$

$$D = 1 + \beta\, A_{VS} = 1 + 0{,}091 \;.\; 102{,}55 = 10{,}33$$

$$A_{VSf} = \frac{102{,}55}{10{,}33} = 9{,}93 \qquad (6.45)$$

Comparando las ecuaciones 6.44 y 6.45 se ve que A_{VSf} se mantiene practicamente constante aún para un D = 14,56. Al realimentar menos se obtuvo una ganancia superior al doble de la obtenida con D = 31.

En el gráfico de la figura 6.26 se calcula la resistencia de entrada del amplificador sin realimentar.

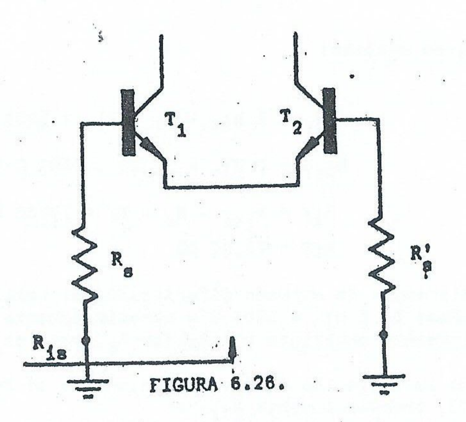


FIGURA 6.26.

$$R_{is} = 2\,h_{ie} + R_s + R'_s$$

$$R'_s = R_1 \,||\, R_2 = 120 \,||\, 1200 = 109\ \Omega$$

$$R_{is} = 5000 + 100 + 109 = 5209\ \Omega$$

$$R_{isf} = D\, R_{is} = 14{,}56 \;.\; 5209 = 75{,}79\ K\Omega$$

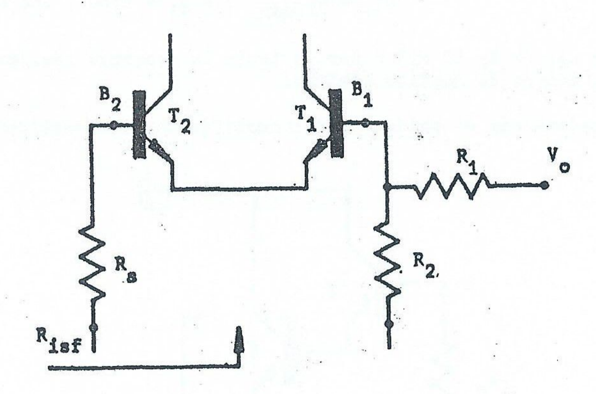


FIGURA 6.27.

Entre las dos bases, se tiene:

$$R_{if} = R_{isf} - R_s - R_2$$

$$R_{if} = 75{,}79\ K\Omega - 100\ \Omega - 120\ \Omega = 75{,}57\ K\Omega \qquad (6.46)$$

Para $R_s = 2500\ \Omega$, se obtiene:

$$R_{is} = 2\ h_{ie} + R_s + R'_s = 5000 + 2500 + 109 = 7609\ \Omega$$

$$R_{isf} = D\ R_{is} = 10{,}33\ .\ 7609\ \Omega = 78{,}6\ K\Omega$$

$$R_{if} = R_{isf} - R_s - R_2 = 78600\ \Omega - 2500\ \Omega - 120\ \Omega$$

$$R_{if} = 75{,}98\ K\Omega \qquad (6.47)$$

Como vemos, la resistencia de entrada diferencial, al realimentar en serie, aumenta substancialmente. Pasa de $2\ h_{ie} = 5000\ \Omega$ a aproximadamente $R_{if} \simeq 75\ K\Omega$. Además, R_{if} se mantiene prácticamente constante al cambiar R_s, como se observa al comparar las (6.46) y (6.47).

Veamos qué pasa con la variación de R_L. Evidentemente si R_L aumenta respecto del valor nominal de 5 KΩ, también aumenta R_{i_3}.

Por lo tanto $R_{i_3} >> R_C$ y la ganancia del amplificador sin realimentar no se modifica. A_{vs} no se modifica. Tampoco el D. Tampoco A_{vsf}.

Debemos analizar qué es lo que pasa si R_L disminuye. Si $R_L = 500\ \Omega$ en lugar de $R_L = 5000\ \Omega$, se tiene:

$$R'_{d_4} = R_L \,||\, R_e \,||\, (R_1 + R_2) = 500\ \Omega \,||\, 1000\ \Omega \,||\, 1320\ \Omega$$

$$R'_{d_4} = 266\ \Omega$$

$$R_{i_3} = h_{FE_{DARL}}\ .\ R'_{d_4} = 7500\ .\ 266\ \Omega \simeq 2\ M\Omega$$

Sigue siendo $R_{i_3} >> R_C$ (8 KΩ) y por lo tanto la ganancia realimentada A_{vsf} no cambia al variar R_L dentro de amplios límites.

Veamos la resistencia de salida R_o del amplificador sin realimentar (fig. 6.28).

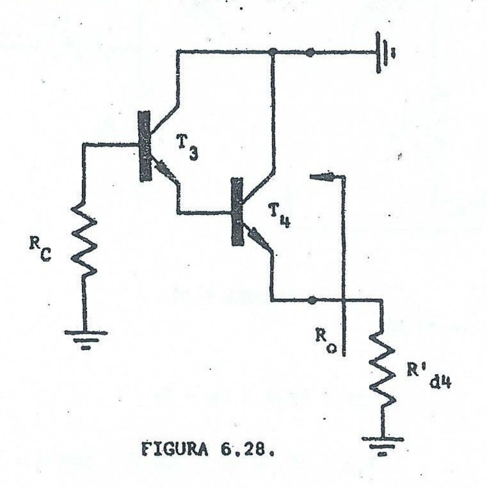


FIGURA 6.28.

El circuito equivalente con nivel de corriente I_{e_4} es el siguiente:

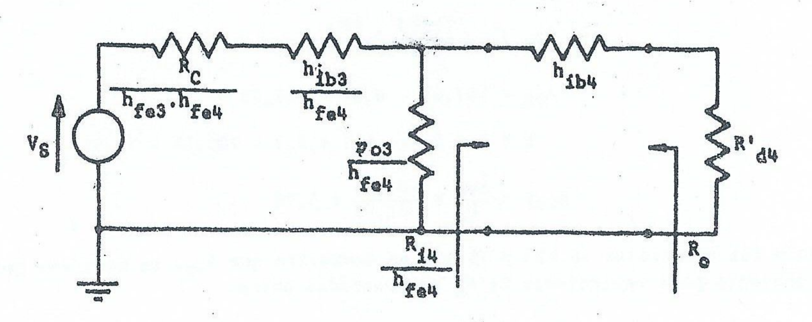


FIGURA 6.29.

El mayor valor de R'_{d_4} corresponde a $R_L = \infty$.

Entonces $R'_{d_4} = (R_1 + R_2) \,||\, R_C$

$$R'_{d_4} = 1320\ \Omega \,||\, 1000\ \Omega = 569\ \Omega$$

Estimando $h_{fe_4} = 100$ se tiene:

$$R_{i_4} \simeq h_{fe_4}\ .\ R'_{d_4} = 100\ .\ 569\ \Omega = 56{,}9\ K\Omega$$

$$\frac{R_{i_4}}{h_{fe_4}} = \frac{56900\ \Omega}{100} = 569\ \Omega$$

$$I_{CQ_3} = \frac{I_{CQ_4}}{h_{fe_4}} = \frac{10\ mA}{100} = 0{,}1\ mA$$

$$r_{o3} = \frac{1}{\eta\ .\ g_{m3}} = \frac{1}{3\ .\ 10^{-4}\ .\ 40\ .\ 0{,}1\ .\ 10^{-3}} = 833\ K\Omega$$

$$\frac{r_{o3}}{h_{fe_4}} = \frac{833000\ \Omega}{100\ \Omega} = 8330\ \Omega$$

Entonces:

$$\frac{r_{o3}}{h_{fe_4}} >> \frac{R_{i_4}}{h_{fe_4}}$$

Por lo tanto se puede simplificar el circuito:

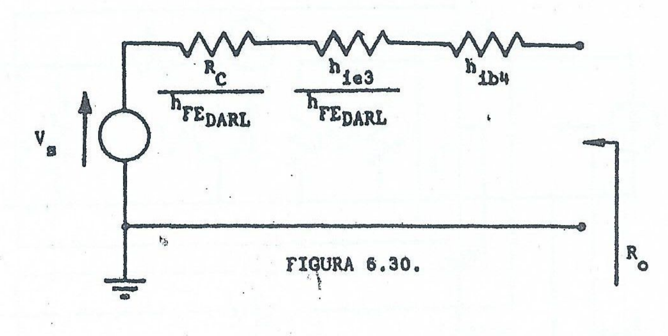


FIGURA 6.30.

$$\frac{R_C}{h_{FEDAR}} = \frac{8200\ \Omega}{7500} \simeq 1{,}1\ \Omega$$

$$h_{ie_3} = \frac{h_{fe_3}}{g_{m_3}} = \frac{h_{fe_3}}{40\ I_{CQ_3}} \quad \therefore \quad \frac{h_{ie_3}}{h_{FE_{DAR}}} = \frac{h_{fe_3}}{40\ I_{CQ_3}\ h_{fe_3}\ h_{fe_4}}$$

$$\frac{h_{ie_3}}{h_{FE_{DAR}}} = \frac{1}{40\ I_{CQ_3}\ h_{fe_4}} = \frac{1}{40\ .\ 0{,}1\ .\ 10^{-3}\ .\ 100} = 2{,}5\ \Omega$$

$$h_{ib_4} = \frac{1}{g_{m_4}} = \frac{1}{40\ I_{CQ_4}} = \frac{1}{40\ .\ 10\ .\ 10^{-3}} = 2{,}5\ \Omega$$

$$R_o = h_{ib_4} + \frac{h_{ie_3}}{h_{FE_{DAR}}} + \frac{R_C}{h_{FE_{DAR}}} = 2{,}5\ \Omega + 2{,}5\ \Omega + 1{,}1\ \Omega = 6{,}1\ \Omega$$

$$R_{os} = R_o\ ||\ R'_{d_4} = 6{,}1\ \Omega\ ||\ R'_{d_4} \simeq 6{,}1\ \Omega$$

Ya que $R_o << R'_{d_4}$

La resistencia de salida realimentada, del sistema, es:

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} = \frac{6{,}1\ \Omega}{14{,}56} = 0{,}42\ \Omega$$

En la figura 6.31 se observa R_{of}:

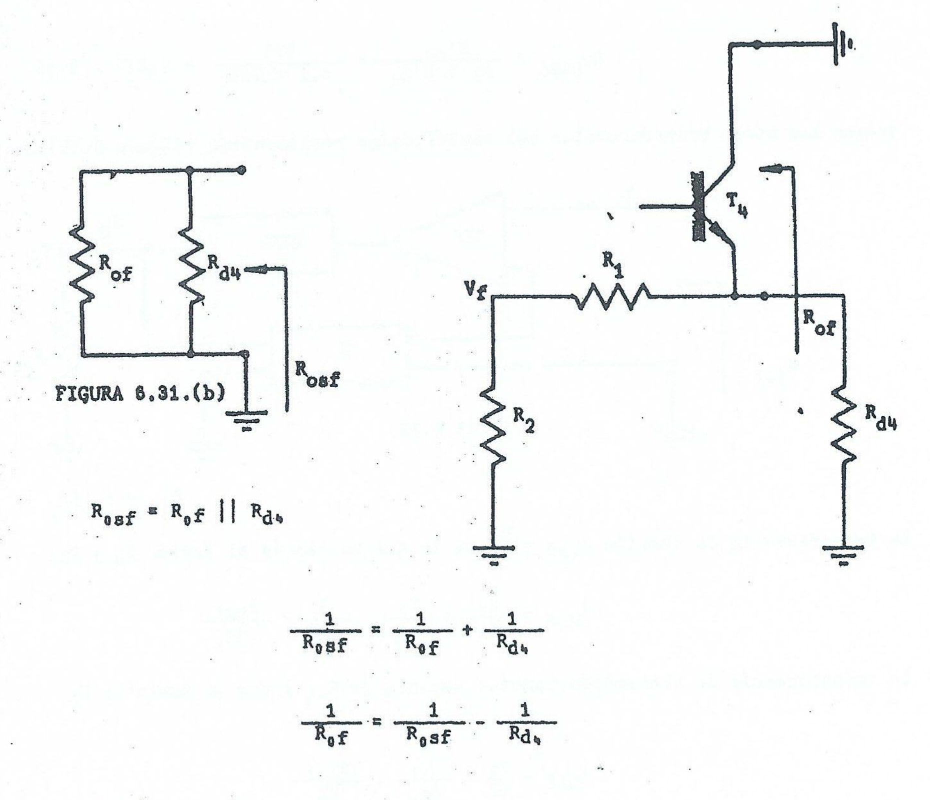


FIGURA 6.31.(b)

$$R_{osf} = R_{of}\ ||\ R_{d_4}$$

$$\frac{1}{R_{osf}} = \frac{1}{R_{of}} + \frac{1}{R_{d_4}}$$

$$\frac{1}{R_{of}} = \frac{1}{R_{osf}} - \frac{1}{R_{d_4}}$$

Como $R_{d_4} >> R_{osf}$ resulta:

$$R_{of} \simeq R_{osf} \simeq 0{,}4\ \Omega$$

VERIFICACION DE LA GANANCIA DEL DARLINGTON SIN REALIMENTAR

Para $R_L = 500\ \Omega$ es $R'_{d_4} = 266\ \Omega$

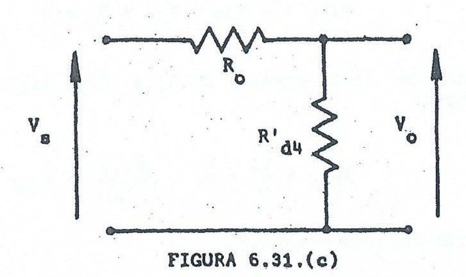


FIGURA 6.31.(c)

$$Av_{DARL} = \frac{R'_{d_4}}{R_o + R'_{d_4}} = \frac{266}{6{,}1 + 266} = 0{,}977 > 0{,}95$$

Veamos las otras transferencias del amplificador realimentado (figura 6.32):

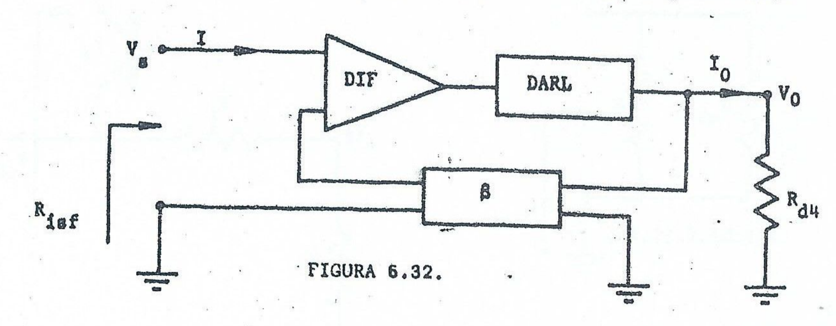


FIGURA 6.32.

$$R_{d4} = R_e || R_L$$

La transferencia de tensión $A_{Vsf} = \frac{V_o}{V_s}$ es la que no cambia al variar R_s y R_L.

$$G_{Msf} = \frac{I_o}{V_s} = \frac{V_o}{R_{d_4}} \cdot \frac{1}{V_s} = \frac{A_{Vsf}}{R_{d_4}}$$

La transferencia de transconductancias depende de R_{d_4} y por lo tanto de R_L.

$$A_{Isf} = \frac{I_o}{I} = \frac{V_o}{R_{d_4}} \cdot \frac{R_{isf}}{V_s}$$

ya que $I = \frac{V_s}{R_{isf}}$

$$A_{Isf} = A_{Vsf} \cdot \frac{R_{isf}}{R_{d_4}}$$

$$R_{isf} = D\,R_{is} = R_{if} + R_s + R'$$

Por lo tanto A_{Isf} depende de R_s através de R_{isf}. Como $R_{if} >> R_s$ la dependencia prácticamente es muy pequeña.

$$R_{Msf} = \frac{V_o}{I} = V_o \cdot \frac{R_{isf}}{V_s} = A_{Vsf} \cdot R_{isf}$$

6.3.3. REALIMENTACION TENSION-PARALELO

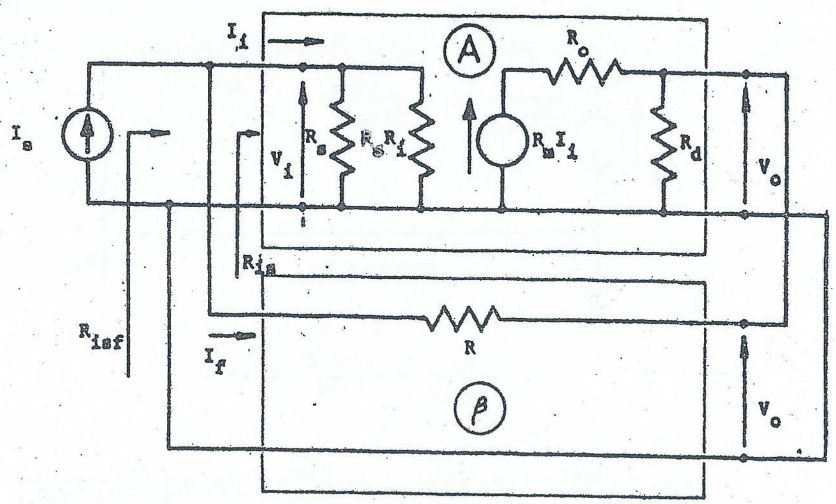


FIGURA 6.33.

Al estar muestreando la tensión de salida es $R_{osf} = \frac{R_{os}}{D}$ como ya se demostró.

Analicemos la resistencia de entrada:

$$R_{is} = \frac{V_i}{I_i} \qquad\qquad R_{isf} = \frac{V_i}{I_s} = \frac{V_i}{D\,I_i}$$

$$\therefore \quad R_{isf} = \frac{R_{is}}{D} \tag{6.48}$$

La realimentación en paralelo proporciona el método adecuado para disminuir la resistencia de entrada de un amplificador.

De la malla de entrada:

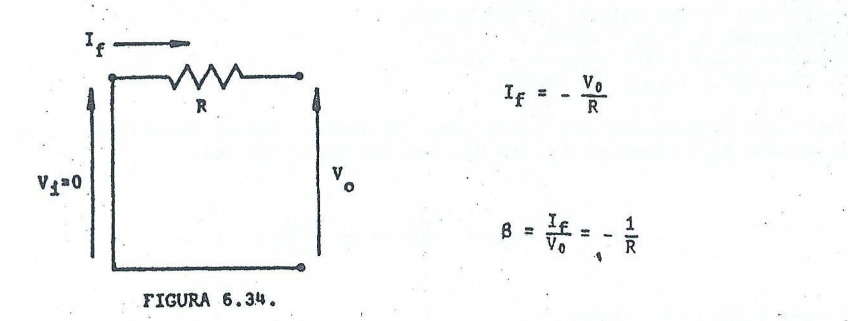
$$I_s = I_f + I_i \quad \therefore \quad I_i = I_s - I_f \tag{6.49}$$

La ecuación (6.49) establece que la realimentación es negativa, ya que I_f se opone a I_s.
Debe observarse detenidamente el sentido de la corriente I_f. Se ve por el sentido de I_f que se extrae señal de la entrada. En el caso que I_f tenga sentido opuesto al indicado en la figura 6.33, la realimentación es positiva.

En la malla β se muestra un caso típico de malla de realimentación constituido por una simple resistencia R.

$$I_f = \frac{V_i - V_0}{R}$$

Como $|V_0| >> |V_i|$ resulta:



$$I_f = -\frac{V_0}{R} \qquad (6.50)$$

$$\beta = \frac{I_f}{V_0} = -\frac{1}{R} \qquad (6.51)$$

FIGURA 6.34.

6.3.4 EJEMPLO DE REALIMENTACION T-P

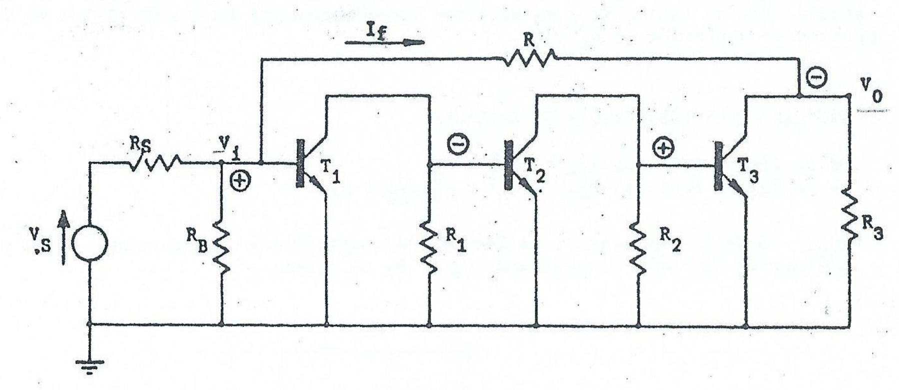


FIGURA 6.35

Usamos en el ejemplo, como se ve en la figura 6.35, tres etapas acopladas en la configuración de EC.
El sentido de I_f nos dice que la realimentación es negativa.
Estando la malla de realimentación formada solamente por el resistor R resulta I_f determinada por la ecuación {6.50} y β por la ecuación {6.51}. Los datos son:

R_s = 50 Ω R_B = 50 KΩ   R = 7,5 KΩ $R_1 = R_2$ = 1 KΩ

R_3 = 100 Ω $I_{CQ1} = I_{CQ2}$ = 1 mA h_{fe} = 200 I_{CQ3} = 2 mA

Por lo tanto: $g_{m1} = g_{m2} = 40\ I_{CQ1} = 40$ m℧

$g_{m3} = 40\ I_{CQ3} = 80$ m℧

$$h_{ie1} = h_{ie2} = \frac{h_{fe}}{g_{m1}} = \frac{200}{40 \text{ m℧}} = 5 \text{ K}\Omega$$

$$h_{ie3} = \frac{h_{fe}}{g_{m2}} = \frac{200}{80 \text{ m℧}} = 2{,}5 \text{ K}\Omega$$

Tenemos que analizar si la fuente con que se excita el circuito es la que corresponde. Es decir, tenemos que evaluar si la expresión de la resistencia de entrada R_{is} anteriormente deducida (ecuación {6.48})es cierta o no cuando el excitador es un generador de Thevenin. Vemos que R_{is} fue deducida a partir de un generador de Norton. Entonces transformamos el generador de Thevenin en un generador de Norton, y lo reemplazamos en la figura 6.35 . Pasamos así, a la figura 6.36, donde $I_N = \frac{V_s}{R_s}$

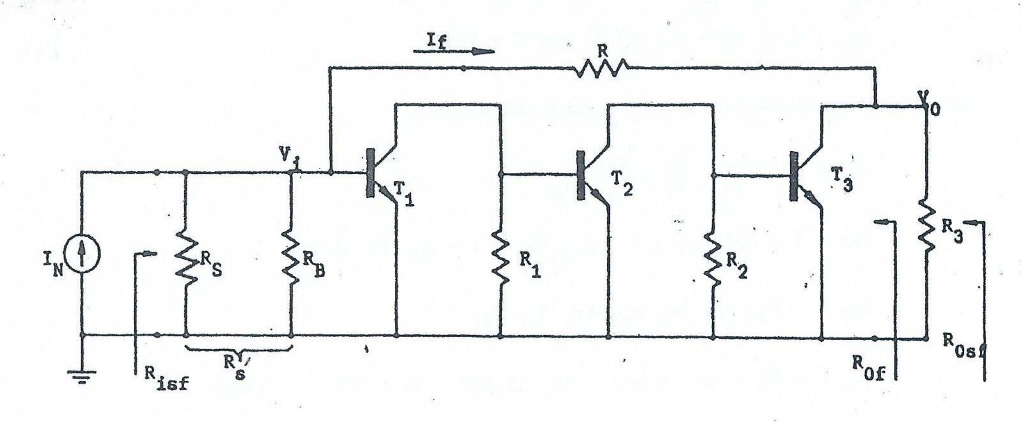


FIGURA 6.36

Determinación del circuito del amplificador sin realimentar: para ver como carga la la malla de realimentación al circuito de entrada, se anula la muestra que se está muestreando. En este caso se anula V_0 con lo cual R queda conectada entre base uno (B_1) y tierra. En la entrada tenemos: $R || R'_s$.
Para ver cómo carga la malla de realimentación a la etapa de salida se debe anular el efecto de la realimentación en la entrada pero sin alterar la señal realimentada (I_f).
Esto se consigue haciendo V_i = 0 (no se altera I_f). En este caso R queda en paralelo con R_3.
El circuito del amplificador sin realimentar es el de la figura 6.37.

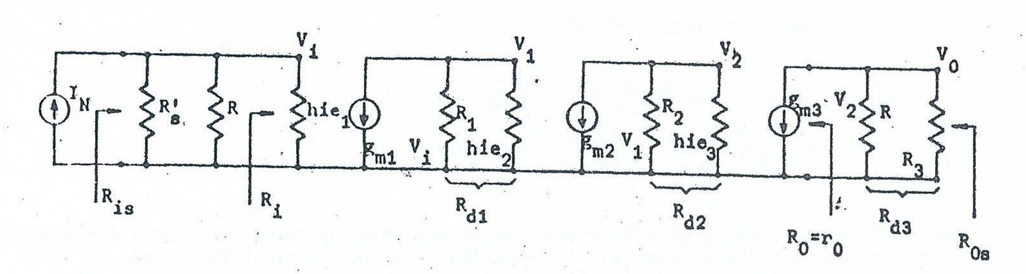


FIGURA 6.37

$R_{is} = R'_s \,||\, R \,||\, h_{ie_1} \simeq R_s = 50\ \Omega$

$R_{d_1} = R_1 \,||\, h_{ie_2} = 1\ K\Omega \,||\, 5\ K\Omega = 833\ \Omega$

$R_{d_2} = R_2 \,||\, h_{ie_3} = 1\ K\Omega \,||\, 2{,}5\ K\Omega = 714\ \Omega$

$R_{d_3} = R \,||\, R_3 = 7{,}5\ K\Omega \,||\, 100\ \Omega \simeq 100\ \Omega$

Hallaremos la transferencia de transresistencia:

$$R_{MS} = \frac{V_0}{I_N} = \frac{V_0}{V_2} \cdot \frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{V_1}{V_i} \cdot \frac{V_i}{I_N}$$

$$R_{MS} = (-g_{m_3} R_{d_3})(-g_{m_2} R_{d_2})(-g_{m_1} R_{d_1}) R_{is}$$

$$R_{MS} = -R_{is}\, g_{m_1} R_{d_1}\, g_{m_2} R_{d_2}\, g_{m_3} R_{d_3}$$

$$R_{MS} = -50 \cdot 40 \cdot 0{,}833 \cdot 40 \cdot 0{,}714 \cdot 80 \cdot 0{,}1 = -380\ K\Omega$$

$$R_{MS} = -380\ K\Omega$$

$$\beta = -\frac{1}{R} = -\frac{1}{7{,}5\ K\Omega}$$

$$D = 1 + \beta R_{MS} = 1 + \frac{380\ K\Omega}{7{,}5\ K\Omega} = 51{,}66$$

$$D = 51{,}66$$

Cálculo de la ganancia realimentada:

$$R_{Msf} = \frac{R_{MS}}{D} = \frac{-380\ K\Omega}{51{,}66} = 7355\ \Omega$$

$$R_{Msf} = 7355\ \Omega$$

Analicemos lo que pasa al modificar R_s.
Dupliquemos $R_s \rightarrow R_s = 100\ \Omega$
Resulta: $R_{is} \simeq 100\ \Omega$ y $R_{MS} = -760\ K\Omega$
$\therefore\ D = 102{,}3$ y $R_{Msf} = -7429\ \Omega$

Vemos que la ganancia cambia muy poco. Se observa que al aumentar R_s la ganancia realimentada R_{Msf} tiende a R (7500 Ω). Esto es lógico ya que:

$$R_{Msf} = \frac{R_{MS}}{D} = \frac{R_{MS}}{1 + \beta R_{MS}}$$

y para $\beta R_{MS} >> 1$ resulta:

$$R_{Msf} \simeq \frac{1}{\beta} = -R$$

La ganancia realimentada tiende a R y por lo tanto se independiza de los parámetros dinámicos de los transistores.
Si se duplica la carga R_3 se produce una situación exactamente igual a la narrada arriba. Por lo tanto, R_{Msf} se mantiene aproximadamente constante dentro de ciertos límites de variación de R_s y R_3.

CALCULO DE LA RESISTENCIA DE ENTRADA

De la figura 6.37 es: $R_{is} \simeq 50\ \Omega$
De la figura 6.36 es: $R_{isf} = \frac{R_{is}}{D} = \frac{50\ \Omega}{51{,}66} = 0{,}96\ \Omega$

$R_{isf} = 0{,}96\ \Omega$ (Resistencia de entrada del amplificador realimentado vista por el generador de Norton). Despreciando $R_B >> R_s$ se tiene:

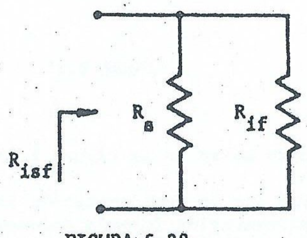


FIGURA 6.38.

$$R_{isf} = R_s \,||\, R_{if} \quad \therefore \quad R_{if} = \frac{R_{isf} \cdot R_s}{R_s - R_{isf}} \qquad (6,52)$$

$$R_{if} = \frac{50 \cdot 0,96}{50 - 0,96} = 0,98\ \Omega$$

Notemos que $R_{if} \neq \frac{R_i}{D}$ ya que $\frac{R_i}{D} = \frac{h_{ie_1}}{D} = \frac{5000\ \Omega}{51,66} \approx 97\ \Omega$

De acuerdo con la ecuación (6.52) la realimentación en paralelo tiende a establecer un corto en el transistor de entrada.

CALCULO DE RESISTENCIA DE SALIDA

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{D}$$

Para R_3 = 100 Ω es $R_{os} \approx R_3$ = 100 Ω

Como D = 51,66, resulta:

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} = 1,93\ \Omega$$

$$R_{osf} = 1,93\ \Omega$$

De la figura 6.39 se puede hallar R_{of}:

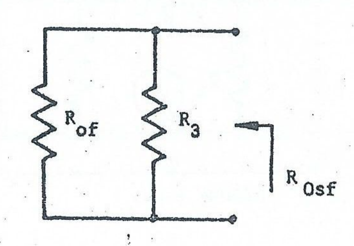


FIGURA 6,39.

$$\therefore\ R_{of} = \frac{R_{osf} \cdot R_3}{R_3 - R_{osf}} \qquad (6.53)$$

$$R_{of} = \frac{100 \cdot 1,93}{100 - 1,93} = 1,96\ \Omega$$

Como se ve al muestrear tensión disminuye apreciablemente la resistencia de salida. Debe tenerse en cuenta que sin realimentar $R_o = r_o$, que normalmente está comprendida entre 50 y 100 KΩ. Al realimentar en paralelo disminuye apreciablemente la resistencia de entrada (R_{if} = 0,98 Ω). La resistencia de entrada sin realimentar es $R_i = h_{ie_1}$ = 5000 Ω.
El circuito de la figura 6.35 se representa esquemáticamente en la figura 6.40.

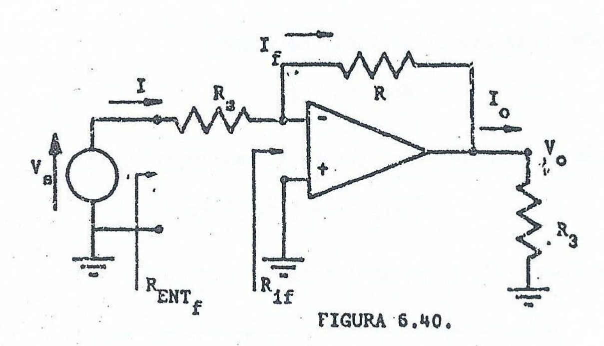


FIGURA 6.40.

No se incluye R_B, ya que $R_{if} \ll R_B$.
De la figura 6.40 se obtiene la ganancia de tensión del amplificador realimentado.

$$A_{Vsf} = \frac{V_o}{V_s} \approx \frac{V_o}{I_N \cdot R_s} \qquad (6.54)$$

Considerando $R_{if} \approx 0\ \Omega$, se tiene que la corriente que circula por R_s es:

$$I = I_N = \frac{V_s}{R_s} \qquad \text{(figura 6.41)}$$

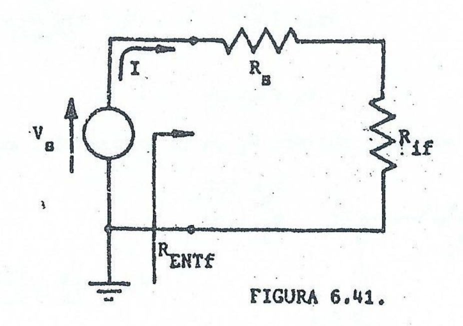


FIGURA 6.41.

$$I = \frac{V_s}{R_s + R_{if}} \approx \frac{V_s}{R_s} = I_N$$

De la ecuación (6.54) se obtiene:

$$A_{Vsf} = \frac{V_o}{I_N \cdot R_s} = \frac{R_{Msf}}{R_s} \qquad (6.55)$$

Cuando el amplificador está muy realimentado, se tiene:

$$R_{Msf} \approx \frac{1}{\beta} = -R$$

y reemplazando en la ecuación (6.55) se tiene:

$$A_{Vsf} \approx -\frac{R}{R_s} \tag{6.56}$$

La resistencia de entrada R_{ENTf} que ve el generador V_s es:

$$R_{ENTf} = R_s + R_{if} \approx R_s \tag{6.57}$$

Para los dos valores de R_s ya analizados se obtiene:

R_s	R_{Msf}	A_{Vsf}	R_{ENTf}
50 Ω	- 7355 Ω	- 147,1	50 Ω
100 Ω	- 7429 Ω	- 74,29	100 Ω

R_{Msf} es la única transferencia que no cambia al variar R_s y R_3.
A_{Vsf} cambia con la variación de R_s.
Si V_0 = 5 V, se puede obtener V_s así:

$$A_{Vsf} = \frac{V_0}{V_s} \quad \therefore \quad V_s = \frac{V_0}{|A_{Vsf}|} = \frac{5\ V}{147{,}1} = 34\ mV$$

$$V_s = 34\ mV$$

De la figura 6.42 se puede obtener V_i en la entrada del amplificador:

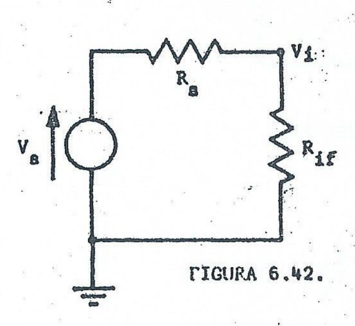


FIGURA 6.42.

R_s = 50Ω
R_{if} = 1Ω

$$V_i = \frac{V_s \cdot R_{if}}{R_s + R_{if}} = 34\ mV\ \frac{1}{51} = 0{,}7\ mV$$

$$V_i = 700\ \mu V$$

La ganancia de corriente (figura 6.40) y (figura 6.41) es:

$$A_{Isf} = \frac{I_0}{I_N} = \frac{V_0}{R_3} \cdot \frac{1}{I_N} = \frac{R_{Msf}}{R_3} \tag{6.58}$$

$$A_{Isf} \approx -\frac{R}{R_3} \tag{6.59}$$

Depende de R_3.

La ganancia de transconductancia es:

$$G_{Msf} = \frac{I_0}{V_s} = \frac{V_0}{R_3} \cdot \frac{1}{I_N \cdot R_s}$$

$$G_{Msf} = \frac{R_{Msf}}{R_3 \cdot R_s} \tag{6.59}$$

$$G_{Msf} \approx -\frac{R}{R_3 \cdot R_s} \quad \text{Depende de } R_3 \text{ y } R_s \tag{6.60}$$

6.3.5 REALIMENTACION CORRIENTE-SERIE (C-S)

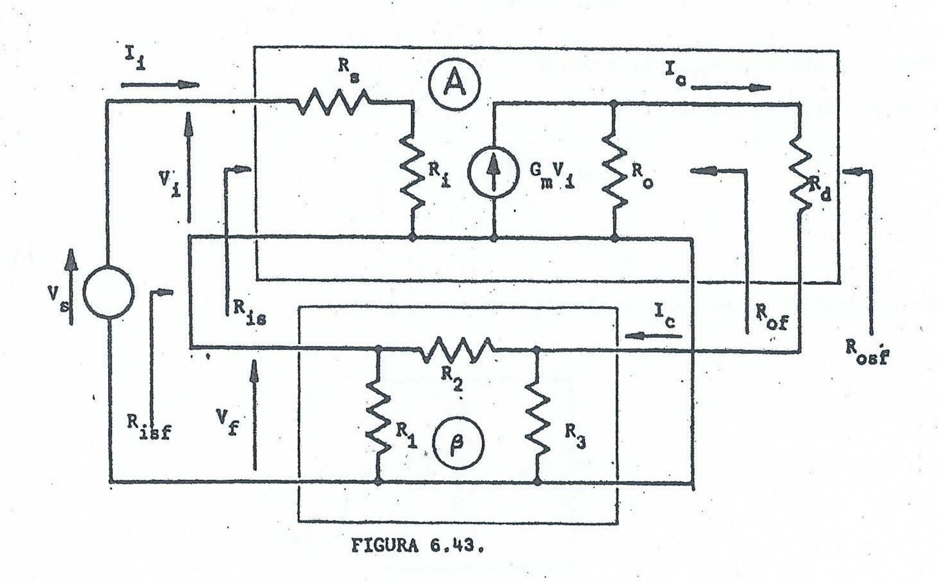


FIGURA 6.43.

De la figura 6.43 se obtiene:

$$V_f = \beta\ I_c \quad \therefore \quad \beta = \frac{V_f}{I_c}\ [\Omega] \tag{6.61}$$

Se busca la siguiente transferencia:

$$G_{Msf} = \frac{I_c}{V_s}\ [\mho] \tag{6.62}$$

Por realimentarse en serie:

$$R_{isf} = D\ R_{is} \tag{6.63}$$

Por medio de la figura 6.44 obtenemos la resistencia de salida.

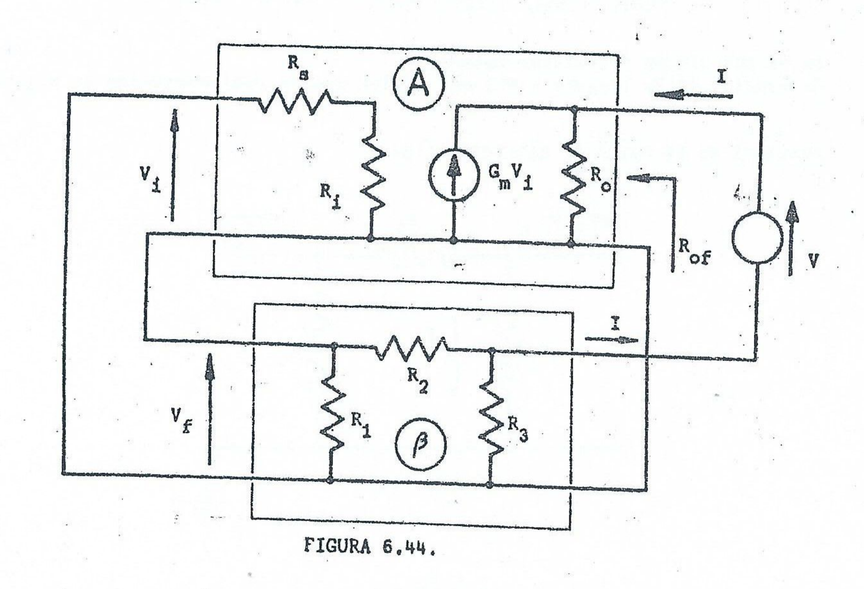


FIGURA 6.44.

$$V_s = V_i + V_f = 0 \quad \therefore \quad V_i = -V_f$$

$V_f = -\beta I$ (I tiene sentido opuesto a I_c ∴ surge el signo menos)

$$V_i = -V_f = -(-\beta I) = \beta I$$

Como $R_0 >>$ que la resistencia de entrada de β queda:

$$I = \frac{V}{R_0} - G_m \cdot V_i = \frac{V}{R_0} - G_m \cdot \beta I$$

$$I\,(1 + \beta\, G_m) = \frac{V}{R_0}$$

$$R_{0f} = \frac{V}{I} = R_0\,(1 + \beta\, G_m) \qquad \{6.64\}$$

Generalmente se muestrea corriente por medio de un R_e sin puentear (figura 6.45):

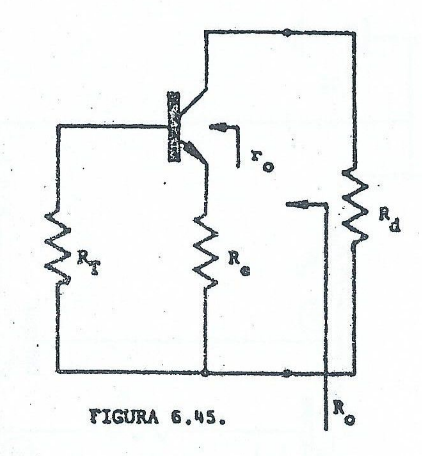


FIGURA 6.45.

$$R_0 = r_0\left(1 + \frac{h_{fe}\, R_e}{R_e + h_{ie} + R_T}\right) \qquad \{6.65\}$$

Se puede hacer el siguiente circuito equivalente:

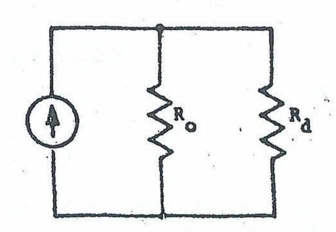


FIGURA 6.46.

De acuerdo con la ecuación {6.65} es generalmente $R_0 > 1\ M\Omega$. Por lo tanto, habitualmente $R_0 >> R_d$.

Como: $G_m = G_M \big|_{R_d = 0}$ resulta al ser $R_0 >> R_d$ que: $G_m = G_M$.

Por lo tanto: $R_{0f} = R_0\,(1 + \beta\, G_m) \approx R_0\,(1 + \beta\, G_m)$

Como $D = 1 + \beta\, G_M$ resulta:

$$R_{0f} \approx R_0 \cdot D \qquad \{6.66\}$$

En la figura 6.43 se observa que si el amplificador no está realimentado queda $V_s = V_i$ y por lo tanto $G_M = G_{Ms}$.

Se puede entonces poner: $D = 1 + \quad G_{Ms}$

6.3.6 EJEMPLO DE REALIMENTACION C-5

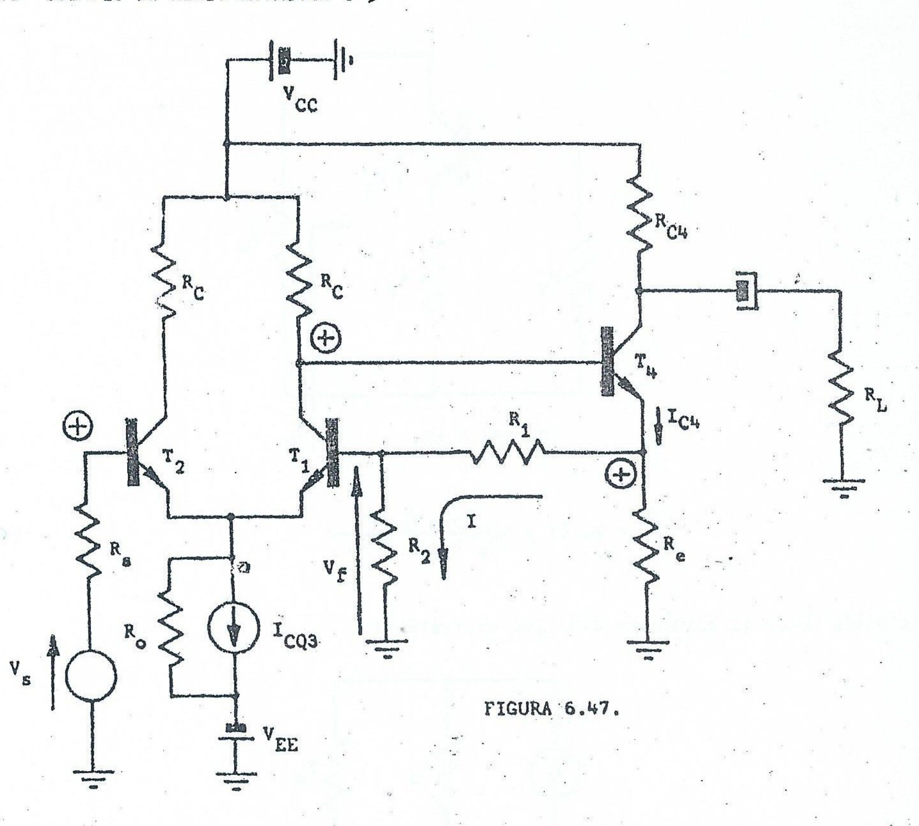


FIGURA 6.47.

Usamos en el ejemplo, como se ve en la figura 6.47, una etapa diferencial seguida por una etapa R_e sin puentear.
Los datos son: CA 3086 $V_{CC} = V_{EE} = 10$ V $I_{CQ_3} = 2$ mA
$R_s = 1$ KΩ $R_L = 50$ KΩ $R_C = 8{,}2$ KΩ $R_{C_4} = 6{,}8$ KΩ
$R_e = 1{,}2$ KΩ $R_2 = 1{,}2$ KΩ $R_1 = 12$ KΩ

$$I_{CQ_1} = I_{CQ_2} = \frac{I_{CQ_3}}{2} = \frac{2 \text{ mA}}{2} = 1 \text{ mA}$$

$$V_{C_1T} = V_{CC} - I_{CQ_1} R_C = 10 - 8{,}2 = 1{,}8 \text{ V}$$

$$V_{CEQ_1} = V_{C_1T} + 0{,}7 = 1{,}8 + 0{,}7 = 2{,}5 \text{ V}$$

$$V_{E_4T} = V_{C_1T} - V_{BE_4} = 1{,}8 - 0{,}7 = 1{,}1 \text{ V}$$

$$I_{CQ_4} = \frac{V_{E_4T}}{R_e} = \frac{1{,}1 \text{ V}}{1{,}2 \text{ K}\Omega} = 0{,}92 \text{ mA}$$

$$V_{C_4T} = V_{CC} - I_{CQ_4} R_{C_4} = 10 \text{ V} - 0{,}92 \text{ mA} \cdot 6{,}8 \text{ K}\Omega = 3{,}74 \text{ V}$$

$$V_{CEQ_4} = V_{C_4T} - V_{E_4T} = 3{,}74 \text{ V} - 1{,}1 \text{ V} = 2{,}64 \text{ V}$$

Se ve que ningún transistor satura.
El sentido de V_f (figura 6.47) nos indica que la realimentación es negativa

ANALISIS DE LA MALLA DE REALIMENTACION β

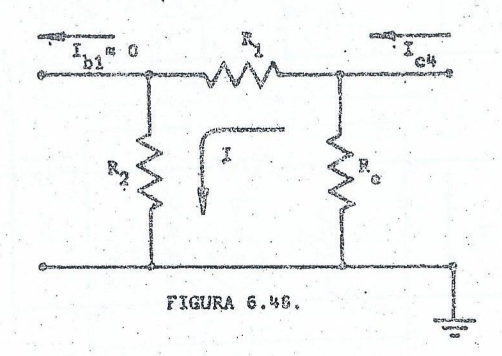


FIGURA 6.48.

$$I = I_{c4} \frac{R_e}{R_e + R_1 + R_2}$$

$$V_f = I \cdot R_2 = I_{c_4} \frac{R_2 R_e}{R_e + R_1 + R_2}$$

$$\beta = \frac{V_f}{I_{c_4}} = \frac{R_2 R_e}{R_e + R_1 + R_2} \qquad (6.67)$$

$$\beta = \frac{1{,}2 \text{ K}\Omega \cdot 1{,}2 \text{ K}\Omega}{1{,}2 \text{ K}\Omega + 12 \text{ K}\Omega + 1{,}2 \text{ K}\Omega} = 100 \ \Omega$$

ANALISIS DEL AMPLIFICADOR SIN REALIMENTAR

Para ver cómo carga el lazo de realimentación a la entrada, anulamos la señal muestreada: $I_{c_4} = 0$. Por lo tanto, abrimos el circuito en el emisor de T_4. Al hacerlo, queda $(R_1 + R_e)$ en paralelo con R_2. Podemos llamar R'_s a ese paralelo:

$$R'_s = R_2 \, || \, (R_1 + R_e)$$

$$R'_s = 1{,}2 \text{ K}\Omega \, || \, (1{,}2 \text{ K}\Omega + 12 \text{ K}\Omega) = 1{,}1 \text{ K}\Omega$$

Hacemos: $R_d = R_{C_4} \, || \, R_L = 50 \text{ K}\Omega \, || \, 6{,}8 \text{ K}\Omega = 6 \text{ K}\Omega$

Para ver cómo carga el lazo de realimentación a la salida del amplificador hacemos que no actúe la realimentación en la base B_1 del diferencial, pero sin alterar el lazo de realimentación. Para ello hacemos $I_{b1} = 0$. Observando la figura 6.48 se ve que no se alteró el lazo de realimentación. Por lo tanto abrimos el circuito en la base de T_1. Al hacerlo queda $(R_1 + R_2)$ en paralelo con R_e. Llamando R_{e4} a ese paralelo:

$$R_{e4} = R_e \,||\, (R_1 + R_2)$$

$$R_{e4} = 1,2 \text{ K}\Omega \,||\, (12 \text{ K}\Omega + 1,2 \text{ K}\Omega) = 1,1 \text{ K}\Omega$$

En forma esquemática el amplificador sin realimentar se observa en la figura 6.49.

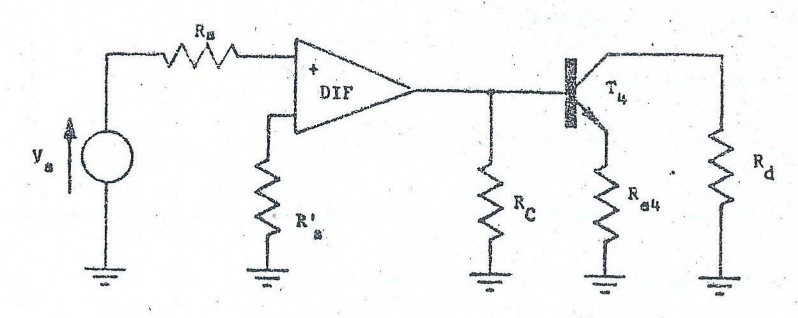


FIGURA 6.49

Reemplazamos el transistor T_4 por su circuito equivalente:

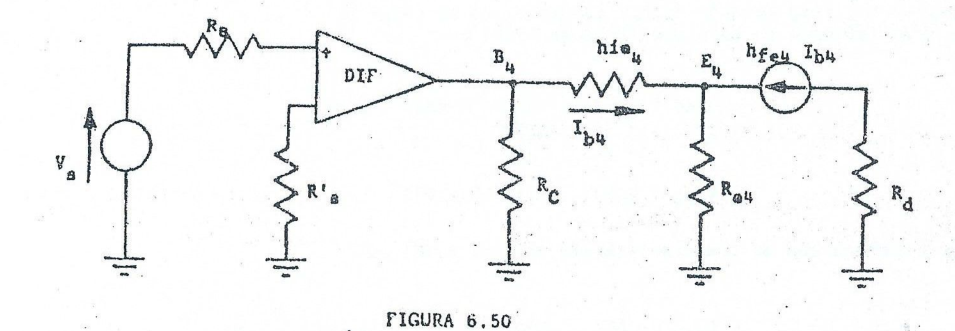


FIGURA 6.50

Desdoblando el generador controlado se llega a la figura 6.51

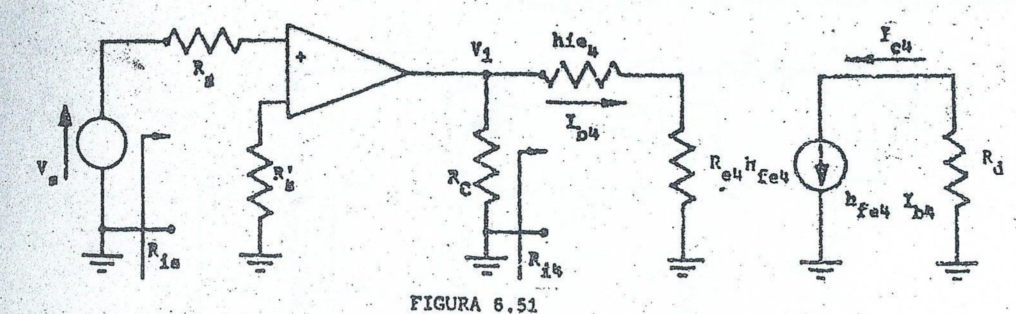


FIGURA 6.51

Para $I_{CQ4} = 0,92$ mA y también para $I_{CQ1} = I_{CQ2} = 1$ mA el $h_{fe} = 100$ (Hoja de datos)

$$h_{ie4} = \frac{h_{fe4}}{g_{m4}} = \frac{h_{fe4}}{40\ I_{CQ4}} = \frac{100}{40 \ .\ 0,92 \text{ mA}} \cong 2,7 \text{ K}\Omega \qquad h_{ie1} = 2,5 \text{ K}\Omega$$

$$R_{i4} = h_{ie4} + h_{fe4}\, R_{e4} = 2,7 \text{ K}\Omega + 100 \ .\ 1,1 \text{ K}\Omega = 112,7 \text{ K}\Omega$$

$$R_{d1} = R_C \,||\, R_{i4} = 8,2 \text{ K}\Omega \,||\, 112,7 \text{ K}\Omega = 7644\ \Omega$$

$$A_{vd} = \frac{V_1}{V_s} = \frac{R_{d1}}{\frac{2\, h_{ie1}}{h_{fe1}} + \frac{R_s + R'_s}{h_{fe1}}}$$

$$A_{vd} = \frac{7644\ \Omega}{\frac{5000\ \Omega}{100} + \frac{2100\ \Omega}{100}} = \frac{7644}{50 + 21} = 107,6$$

$$G_{MS} = \frac{I_{c4}}{V_s} = \frac{I_{c4}}{I_{b4}} \ .\ \frac{I_{b4}}{V_1} \ .\ \frac{V_1}{V_s}$$

$$G_{MS} = h_{fe4} \ .\ \frac{1}{R_{i4}} \ .\ A_{vd}$$

$$G_{MS} = \frac{100 \ .\ 107,6}{112,7 \text{ K}\Omega} \cong 0,095\ \mho$$

CALCULO DE LA GANANCIA REALIMENTADA

$$D = 1 + \beta\, G_{MS} = 1 + 100 \ .\ 0,095 = 10,5$$

$$G_{Msf} = \frac{G_{MS}}{D} = \frac{95 \text{ m}\mho}{10,5} \cong 9 \text{ m}\mho$$

CALCULO DE LA RESISTENCIA DE ENTRADA (figura 6.52)

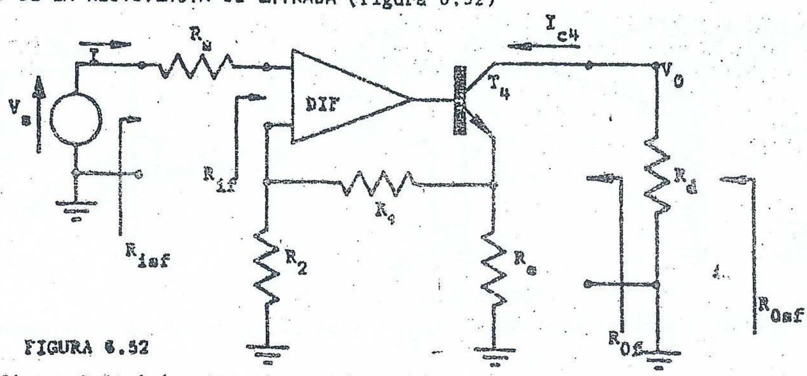


FIGURA 6.52

De la figura 6.51 (circuito sin realimentar), se obtiene:

$$R_{is} = R_s + 2\, h_{ie} + R'_s$$

$$R_{is} = 1\ K\Omega + 5\ K\Omega + 1{,}1\ K\Omega = 7{,}1\ K\Omega$$

De la figura 6.52 (circuito realimentado), se obtiene:

$$R_{isf} = D \cdot R_{is} = 10{,}5 \ . \ 7{,}1\ K\Omega = 74{,}55\ K\Omega$$

$$R_{if} = R_{isf} - R_2 - R_s = 74{,}55\ K\Omega - 2{,}2\ K\Omega = 72{,}35\ K\Omega$$

La resistencia de entrada del diferencial sin realimentar es $2\, h_{ie} = 5000\ \Omega$. Al realimentar dicha resistencia aumenta y pasa a valer aproximadamente 72 KΩ.

CALCULO DE LA RESISTENCIA DE SALIDA

En la figura 6.53 reproducimos la última etapa del amplificador sin realimentar.

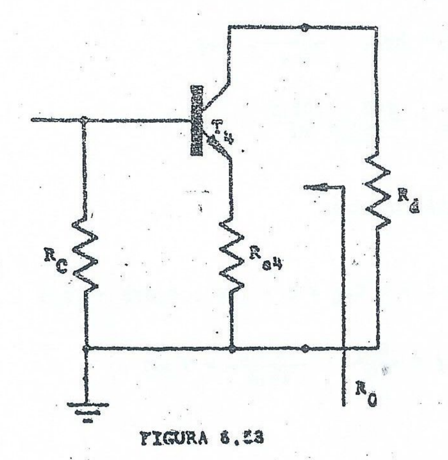


FIGURA 6.53

La resistencia de salida propia de T_4 es r_{o4} :

$$r_{o4} = \frac{1}{\eta\, g_m} = \frac{1}{3\ .\ 10^{-4}\ .\ 40\ .\ 0{,}92\ .\ 10^{-3}} = 90{,}6\ K\Omega$$

La resistencia de salida de la última etapa es:

$$R_o = r_{o4}\left[1 + \frac{h_{fe}\, R_{e4}}{R_{e4} + h_{ie4} + R_C}\right]$$

$$R_o = 90{,}6\ K\Omega \left[1 + \frac{100\ .\ 1{,}1\ K\Omega}{1{,}1\ K\Omega + 2{,}7\ K\Omega + 8{,}2\ K\Omega}\right] = 920\ K\Omega$$

De la Figura 6.52 se obtiene:

$$R_{of} = R_o\ .\ D = 920\ K\Omega\ .\ 10 = 9{,}2\ M\Omega$$

$$R_{osf} = R_{of} \,||\, R_d = 9{,}2\ M\Omega \,||\, 6\ K\Omega \simeq 6\ K\Omega = R_d$$

G_{Msf} es la única transferencia que prácticamente no cambia con variaciones de R_s y R_L.

La transferencia de tensión (figura 6.52) es:

$$A_{Vsf} = \frac{V_o}{V_s} = \frac{-I_{c4}\ .\ R_d}{V_s} = -G_{Msf}\ .\ R_d$$

$$A_{Vsf} = -9\ m\mho\ .\ 6K\Omega = -54$$

Como se ve, A_{Vsf} depende de R_d, es decir, de la carga R_L.
La transferencia de corriente (Figura 6.52) es:

$$A_{Isf} = \frac{I_{c4}}{I} = \frac{I_{c4}}{\frac{V_s}{R_{isf}}} = G_{Msf}\ .\ R_{isf}$$

$$A_{Isf} = 9\ m\mho\ .\ 74{,}55\ K\Omega = 671$$

La transferencia de transresistencia (Figura 6.52) es:

$$R_{Msf} = \frac{V_o}{I} = \frac{-I_{c4}\, R_d}{\left(\frac{V_s}{R_{isf}}\right)} = -G_{Msf}\ .\ R_{isf}\ .\ R_d$$

Como se ve R_{Msf} depende de R_s y R_L.

$$R_{Msf} = -9\ \text{m℧} \cdot 74{,}55\ \text{K}\Omega \cdot 6\ \text{K}\Omega \approx 4\ \text{M}\Omega$$

6.3.7. REALIMENTACION CORRIENTE-PARALELO (C-P)

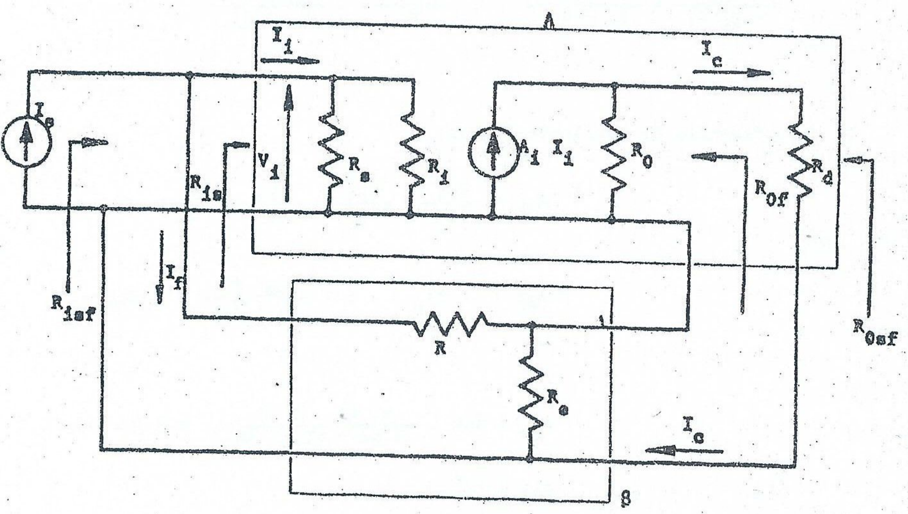


FIGURA 6.54

Por lo visto anteriormente, al muestrear corriente, se obtiene:

$$R_{of} \approx D \cdot R_o$$

Al reinyectar señal realimentada en paralelo, se obtiene:

$$R_{isf} = \frac{R_{is}}{D}$$

donde

$$D = 1 + \beta A_{IS}$$

Siendo A_{IS} la ganancia de corriente del amplificador sin realimentar.

$$A_{IS} = \frac{I_c}{I_s}$$

De la figura 6.54 se obtiene:

$$I_f = \beta I_c \quad \therefore \quad \beta = \frac{I_f}{I_c}$$

6.3.8 EJEMPLO DE REALIMENTACION C-P

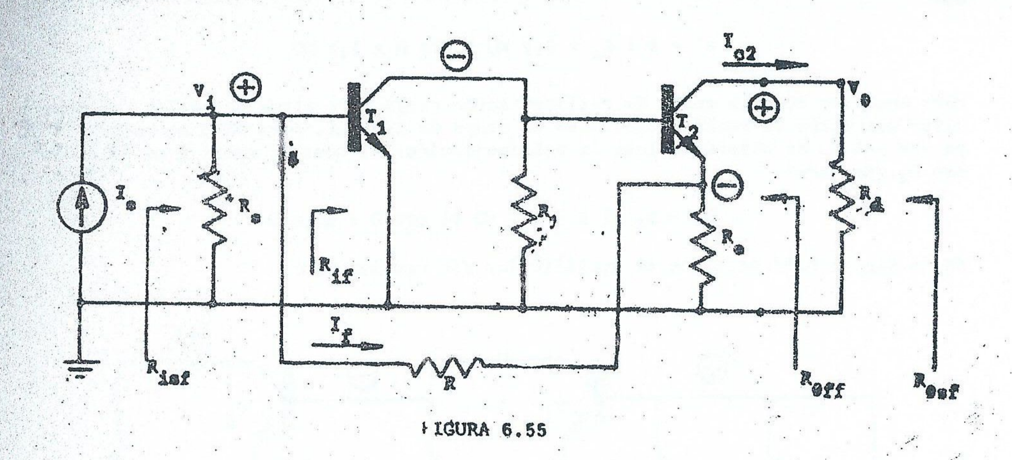


FIGURA 6.55

Del análisis de la propagación de las fases del amplificador surge que el sentido de la corriente I_f es el indicado en la figura 6.55. Por lo tanto la realimentación es negativa.

Datos: $R_1 = 3\ \text{K}\Omega$ $\quad R_e = 100\ \Omega$ $\quad R = 2{,}2\ \text{K}\Omega$

$R_s = 1{,}2\ \text{K}\Omega$ $\quad R_d = 1\ \text{K}\Omega$ $\quad I_{CQ} = 2{,}3\ \text{mA}$ $\quad h_{fe} = 100$

$$h_{ie_1} = h_{ie_2} = \frac{h_{fe}}{40\ I_{CQ}} = \frac{100}{40 \cdot 2{,}3\ \text{mA}} \approx 1{,}1\ \text{K}\Omega$$

Para analizar la malla de realimentación ponemos la entrada en corto ($V_i = 0$). Se justifica ello ya que la tensión a la entrada de T_1 es muy pequeña.

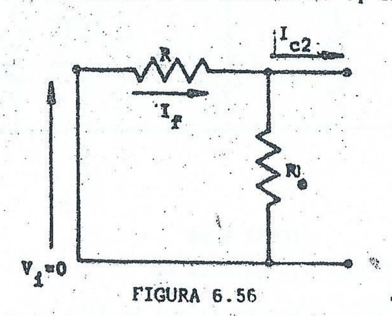


FIGURA 6.56

$$\beta = \frac{I_f}{I_{c2}} = \frac{R_e}{R_e + R} = \frac{100}{100 + 2200} \approx 0{,}043$$

AMPLIFICADOR SIN REALIMENTAR

Para analizar cómo la malla de realimentación carga a la etapa de entrada, se debe anular lo muestreado: $I_{c2} = 0$. Al hacerlo queda $(R + R_e)$ en paralelo con R_s. Se hace:

$$R' = R + R_e = 2{,}2\ K\Omega + 100\ \Omega = 2{,}3\ K\Omega$$

Para analizar cómo la malla de realimentación carga a la etapa de salida, se debe evitar que actúe la realimentación en la etapa de entrada. Para ello se hace $V_i = 0$ ya que así no se altera el lazo de realimentación. Al hacerlo queda R en paralelo con R_e. Se hace:

$$R_2 = R_e \,||\, R = 2{,}2\ K\Omega \,||\, 100\ \Omega = 95{,}6\ \Omega$$

En la figura 6.57 se tiene el amplificador sin realimentar:

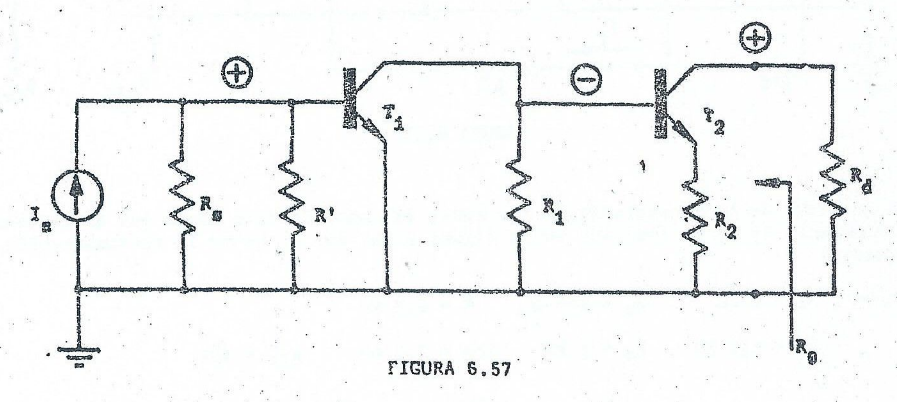


FIGURA 6.57

Se reemplazan los transistores por su circuito equivalente:

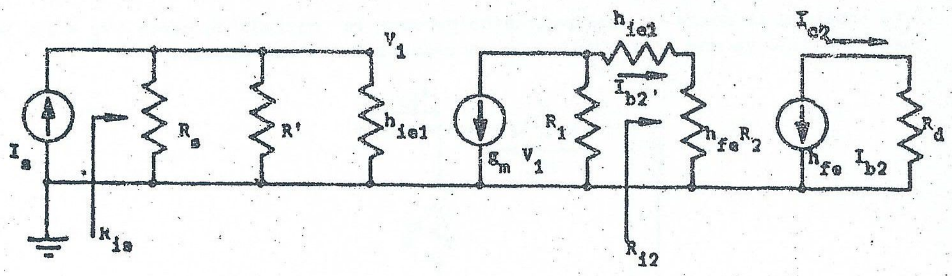


FIGURA 6.58

$$g_m = 40\ I_{CQ} = 40\ .\ 2{,}3\ mA = 92\ m\mho$$

$$R_{is} = R_s \,||\, R' \,||\, h_{ie_1} = 1{,}2\ K\Omega \,||\, 2{,}3\ K\Omega \,||\, 1{,}1\ K\Omega \approx 455\ \Omega$$

De la figura 6.58, se tiene:

$$R_{i_2} = h_{ie_2} + h_{fe}\ R_2 = 1{,}1\ K + 100\ .\ 95{,}6\ \Omega$$

$$R_{i_2} = 10{,}66\ K\Omega$$

$$\frac{I_{b_2}}{-\,g_m\ V_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_{i_2}} \quad \therefore \quad \frac{I_{b_2}}{V_1} = -\,\frac{g_m\ .\ R_1}{R_1 + R_{i_2}}$$

La transferencia de corriente A_{IS} es:

$$A_{IS} = \frac{I_{c2}}{I_s} = \frac{I_{c2}}{I_{b2}}\ .\ \frac{I_{b2}}{V_1}\ .\ \frac{V_1}{I_s}$$

$$A_{IS} = (-\,h_{fe})\ .\ \left(-\,\frac{g_m\ R_1}{R_1 + R_{i_2}}\right)\ .\ R_{is}$$

$$A_{IS} = 100\ .\ \frac{92\ m\mho\ .\ 3\ K\Omega}{3\ K\Omega + 10{,}66\ K\Omega}\ .\ 455\ \Omega \approx 920$$

$$A_{IS} = 920$$

$$D = 1 + \beta\ A_{IS} = 1 + 0{,}043\ .\ 920 \approx 40{,}56$$

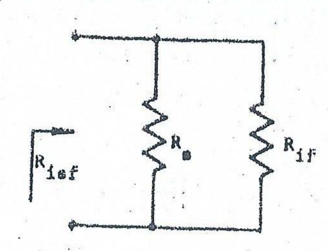
$$A_{Isf} = \frac{A_{IS}}{D} = \frac{920}{40{,}56} = 22{,}68$$

$$R_{Isf} = \frac{R_{is}}{D} = \frac{455}{40{,}56} = 11{,}2\ \Omega$$

$$R_{if} = \frac{R_{isf}\ .\ R_s}{R_s - R_{if}}$$

$$R_{if} = \frac{1200\ \Omega\ .\ 11{,}2\ \Omega}{1200\ \Omega - 11{,}2\ \Omega}$$

$$R_{if} = 11{,}3\ \Omega$$



$$r_{o2} = \frac{1}{\eta\ g_m} = \frac{1}{3 \cdot 10^{-4} \cdot 92 \cdot 10^{-3}} = 36,2\ K\Omega$$

R_o se obtiene de la figura 6.57

$$R_o = r_{o2}\ (1 + \frac{h_{fe}\ R_2}{R_2 + h_{ie} + R_1})$$

$$R_o = 36,2\ K\Omega\ (1 + \frac{100 \cdot 95,6\ \Omega}{95,6\ \Omega + 1100\ \Omega + 3000\ \Omega}) \simeq 118\ K\Omega$$

$$R_{of} = R_o \cdot D = 118\ K\Omega \cdot 40,56 \simeq 4,8\ M\Omega$$

$$R_{osf} = R_{of}\ ||\ R_d \simeq R_d = 1\ K\Omega$$

La transferencia de corriente A_{Isf} es la que no cambia al variar R_s y R_L dentro de ciertos límites.

CALCULO DE LA TRANSFERENCIA DE TRANSRESISTENCIA (Figura 6.55)

$$R_{Msf} = \frac{V_o}{I_s} = \frac{I_{c2} \cdot R_d}{I_s} = A_{Isf} \cdot R_d$$

$$R_{Msf} = A_{Isf} \cdot R_d = 22,68 \cdot 1\ K\Omega = 22,68\ K\Omega$$

CALCULO DE LA TRANSFERENCIA DE TENSION (Figura 6.55)

$$A_{Vsf} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{I_{c2} \cdot R_d}{I_s \cdot R_{isf}} = A_{Isf} \cdot \frac{R_d}{R_{isf}}$$

$$A_{Vsf} = 22,68 \cdot \frac{1\ K\Omega}{11,2\ \Omega} = 2025$$

$$A_{Vsf} = 2025$$

CALCULO DE LA GANANCIA DE TRANSCONDUCTANCIA (Figura 6.55)

$$G_{Msf} = \frac{I_{c2}}{V_i} = \frac{I_{c2}}{I_s\ R_{isf}} = \frac{A_{Isf}}{R_{isf}}$$

$$G_{Msf} = \frac{22,68}{11,2\ \Omega} \simeq 2\mho$$

$$G_{Msf} = 2\mho$$

La transferencia de transresistencia depende de R_L (R_d)

La transferencia de transconductancia depende de R_s (R_{isf})

La transferencia de tensión depende de R_s y R_L.

CAPITULO 7

AMPLIFICADORES OPERACIONALES

7.1 INTRODUCCION

Se analizan en este capítulo las especificaciones de los amplificadores operacionales, las propiedades del amplificador no inversor e inversor y la importancia de considerar los errores estáticos en el comportamiento adecuado del amplificador. Se analizan los amplificadores operacionales en este capitulo a frecuencias medias, sin considerar su respuesta en frecuencia, incorporando un número importante de aplicaciones.

7.1.1 ESPECIFICACIONES DEL OPERACIONAL 741

En cualquier manual se encuentra que la resistencia de entrada (diferencial) del 741 tiene:

Valor típico de la resistencia de entrada: $R_{id} = 2\ M\Omega$

Valor mínimo de la resistencia de entrada: $R_{id} = 300\ K\Omega$

En cuanto a la resistencia de salida se tiene:

Valor típico de la resistencia de salida: $R_o = 75\ \Omega$

La resistencia de entrada R_{id} aparece entre los terminales inversor y no inversor del operacional (FIG. 7.1)

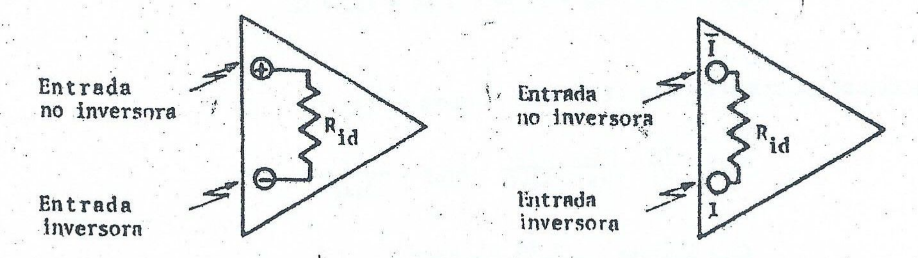


FIGURA 7.1

La resistencia R_0 puede presentarse como una resistencia en serie con un generador de Thevenin (FIG.7.2)

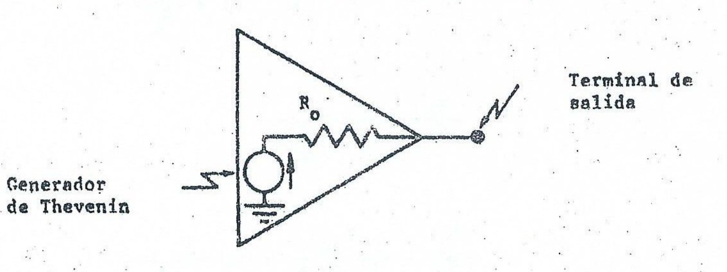


FIGURA 7.2.

Otra especificación muy importante es la ganancia a lazo abierto A. (FIG. 7.3)

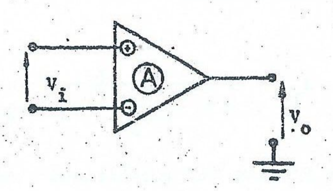


FIGURA 7.3.

$$V_0 = A.V_i \qquad (7.1)$$

$$A = \frac{V_0}{V_i} \qquad (7.2)$$

La ganancia de lazo abierto depende fuertemente de la frecuencia con que se excita el operacional. (FIG. 7.4)

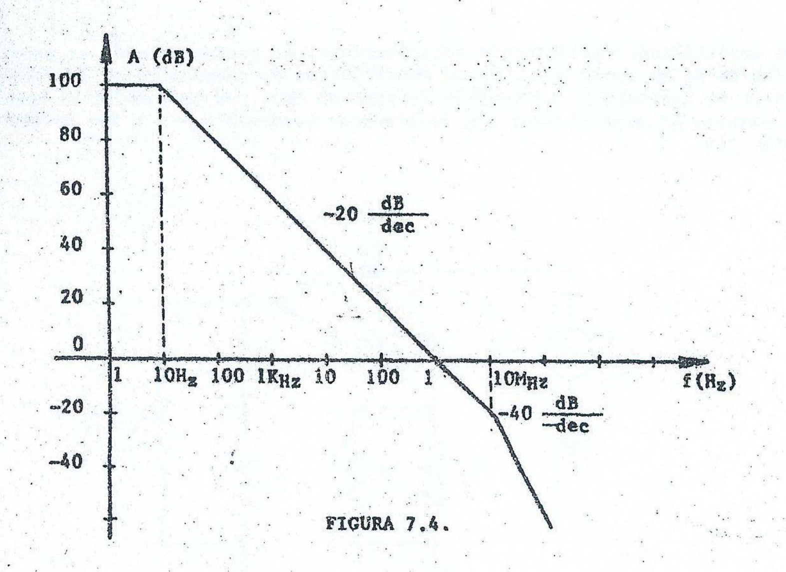


FIGURA 7.4.

Para bajas frecuencias la ganancia A = 100 dB

La ganancia de lazo abierto presenta un polo aproximadamente en 10 Hz y otro en 10 MHz. Otras especificaciones se verán más adelante.

7.1.2. OPERACIONAL NO INVERSOR

El esquema de este amplificador se observa en la figura 7.5

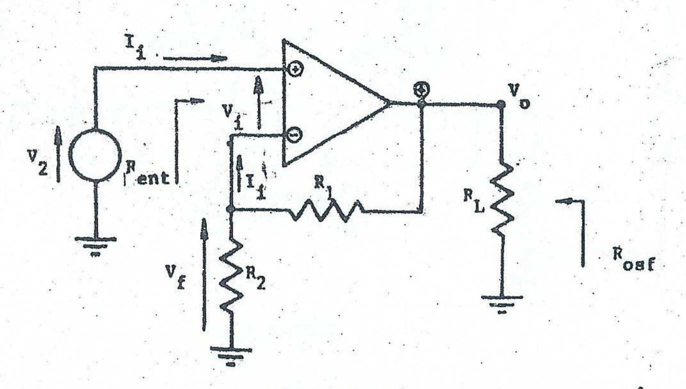


FIGURA 7.5.

Es un amplificador realimentado negativamente. La realimentación es tensión - serie. Como se vé V_f se opone a V_2. Es un amplificador de tension segun la clasificación vista en el capitulo 6. La tensión V_0 esta en fase con la tensión de entrada V_2. Se puede obtener el amplificador sin realimentar haciendo $V_0 = 0$ e $I_i = 0$ (ver capítulo 6) Ver FIG. 7.6.

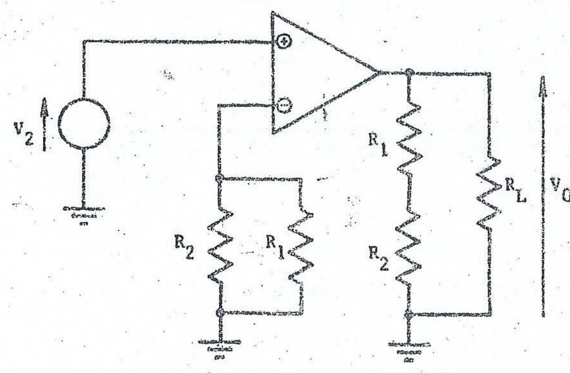


FIGURA 7.6.

Hacemos: $R = R_2 \parallel R_1$ y $R'_L = R_L \parallel (R_1 + R_2)$

Reemplazamos el operacional por su circuito equivalente (FIG. 7.7):

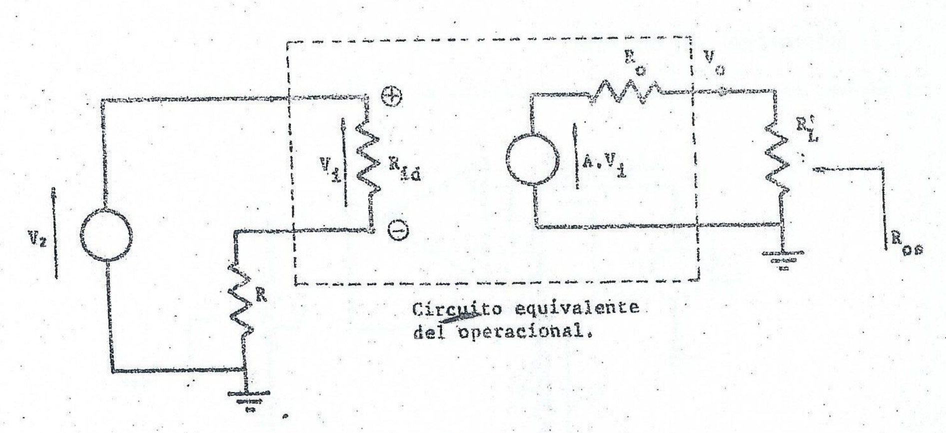


FIGURA 7.7

De la figura 7.7 se obtiene:

$$\frac{V_0}{A.V_i} = \frac{R'_L}{R_0 + R'_L} = \frac{1}{1 + \frac{R_0}{R'_L}}$$

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{A}{1 + \frac{R_0}{R'_L}} \tag{7.3}$$

$$\frac{V_i}{V_2} = \frac{R_{id}}{R_{id} + R} = \frac{1}{1 + \frac{R}{R_{id}}} \tag{7.4}$$

$$A_{vs} = \frac{V_0}{V_2} = \frac{V_0}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_2} \tag{7.5}$$

Reemplazando (7.3) y (7.4) en (7.5) se tiene:

$$A_{vs} = \frac{A}{\left(1 + \frac{R_0}{R'_L}\right)\left(1 + \frac{R}{R_{id}}\right)} \tag{7.6}$$

Esta ecuación da la ganancia de tensión del amplificador sin realimentar.

La ganancia de tensión del amplificador realimentado esta dada por:

$$A_{vsf} = \frac{A_{vs}}{D} = \frac{A_{vs}}{1 + \beta . A_{vs}} = \frac{1}{\frac{1}{Avs} + \beta}$$

$$A_{vsf} = \frac{1}{\beta\left(1 + \frac{1}{\beta . A_{vs}}\right)} = \frac{1/\beta}{1 + \frac{1}{\beta . A_{vs}}} \tag{7.7}$$

En la ecuación (7.7) vemos que:

$$\beta = \frac{V_f}{V_0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{7.8}$$

En la ecuación (7.7) llamamos:

$$\varepsilon = \frac{1}{\beta . A_{vs}} \qquad (7.9)$$

Reemplazando (7.9) en (7.7) queda:

$$A_{vsf} = \frac{1/\beta}{1 + \varepsilon} \qquad (7.10)$$

Como veremos ε depende de los parametros dinámicos del operacional.

Reemplazando (7.6) en (7.9) queda:

$$\varepsilon = \frac{\left(1 + \frac{R_0}{R_L'}\right)\left(1 + \frac{R}{R_{id}}\right)}{\beta . A} \qquad (7.11)$$

Si queremos tener un amplificador que no esté sensibilizado respecto de los parámetros dinámicos del operacional (R_0, R_{id}, A) se debe buscar que $\varepsilon \to 0$.

En este caso: $A_{vsf} = \frac{1}{\beta}$ (7.12)

Por lo tanto su ganancia de tensión depende solo de R_1 y R_2.

Volviendo a la ecuación (7.11) se busca que R_0 y R_{id} no afecten el valor de ε .

Para ello es suficiente que:

$\frac{R_0}{R_L'} << 1$ R_0 debe ser chica.

$\frac{R}{R_{id}} << 1$ R_{id} debe ser grande.

Los operacionales se fabrican teniendo en cuenta lo anterior y por lo tanto queda:

$$\varepsilon = \frac{1}{\beta . A}$$

Por otra parte si el operacional trabaja con un valor de A grande, se tiene; $\varepsilon \to 0$., y se cumple la ecuación (7.12).
El amplificador "ideal" (desensibilizado) tiene, una ganancia "ideal" dada por la ecuación (7.12):

$$A_{vsf} = \frac{1}{\beta}$$

El amplificador "real" (no desensibilizado) tiene una ganancia "real" dada por la ecuación (7.10):

$$A_{vsf} = \frac{1/\beta}{1 + \varepsilon}$$

ε representa, por lo tanto, un "error".
Ese "error" si tiene una magnitud tal que no se lo pueda despreciar impide que coincidan la ganancia "ideal" y la "real".
Por consiguiente los amplificadores operacionales deben proyectarse buscando que $\varepsilon \to 0$

En general $\varepsilon \leq 1\%$.

Veamos como expresar la diferencia de retorno D.

$$D = 1 + \beta . A_{vs} \qquad (7.13)$$

Pero en la ecuación (7.9) se tenía: $\varepsilon = \frac{1}{\beta . A_{vs}}$

y por lo tanto: $\beta . A_{vs} = \frac{1}{\varepsilon}$ (7.14)

Reemplazando la (7.14) en la (7.13) se obtiene:

$D = 1 + \frac{1}{\varepsilon}$ (7.15) y usando para ε el valor de (7.11 bis) se tiene:

$$D = 1 + \beta . A \qquad (7.16)$$

Sea un operacional trabajando a frecuencias bajas con:

$A = 100$ db $= 10^5$ veces, un $\beta = 0{,}01$ ($A_{vsf} = 100$); resulta:

$$D = 1 + \beta . A = 1 + 0{,}01 \times 10^5 \cong 1000$$

Aunque D es muy grande, como el operacional 741 está autocompensado no va a oscilar.

Veamos la resistencia de salida del amplificador realimentado.
Sin realimentar (FIG. 7. 7):

$$R_{os} = R_o \;||\; R'_L = R_o \qquad (7.17)$$

no vemos para hallar R_{os} se pone en corto el generador controlado, pues $V_1=0$ y $V_i=0$.

$$R_{os} = R_o = 75\ \Omega$$

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} = \frac{75\Omega}{1000} = 0{,}075\ \Omega$$

Al realimentar la resistencia de salida del operacional tiende a cero (se muestrea nsión).

Vamos a analizar la resistencia de entrada del operacional en esta configuración no versora.

Usamos el circuito de entrada tipo π que hemos visto al estudiar circuitos diferenciales ra el amplificador sin realimentar queda (FIG. 7.8):

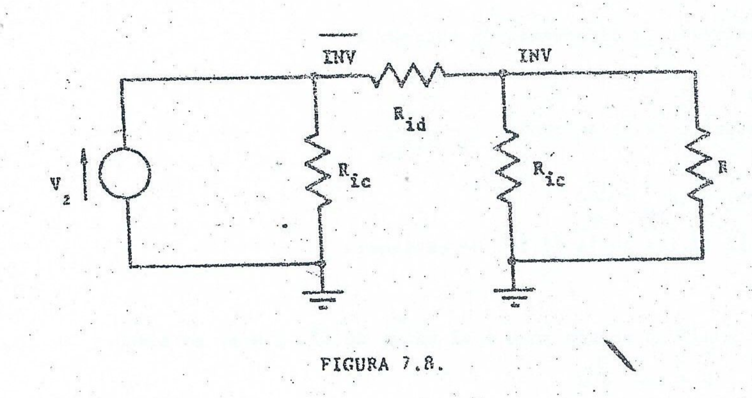


FIGURA 7.8.

En general $R_{ic} \geq 100\ M\Omega$ para cualquier operacional con $\rho \geq 100$ db.
R_{ic} es la resistencia de entrada de modo común.
Se puede pasar a la FIG. 7.9 poniendo en evidencia los generadores de modo diferencial y de modo común.

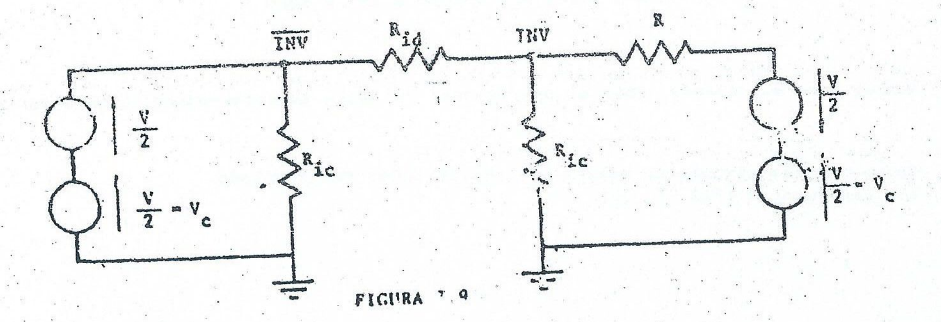


FIGURA 7.9

Definiendo la tensión de entrada diferencial como:

$V_d = V_2 - V_1 = V_2$ ya que $V_1 = 0$, resulta que los generadores diferenciales tienen los valores:

$$\frac{V_2}{2} = \frac{V_d}{2} \qquad \text{Y} \qquad \frac{V_2}{2} = \frac{V_d}{2}$$

que se observan en la (FIG. 7.9).

Aplicando superposición se puede analizar el caso diferencial (FIG. 7.10):

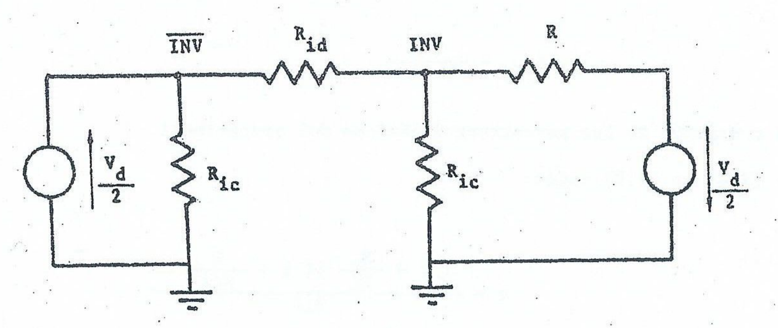


FIGURA 7.10

Se simplifica como se observa en la FIG. 7.11

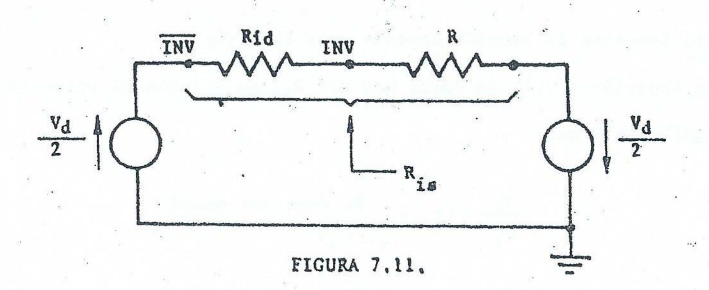


FIGURA 7.11.

El generador V_d (suma de ambos $\frac{V_d}{2}$) ve una resistencia de entrada del sistema:

$$R_{is} = R_{id} + R$$

Como $R_{id} >> R$ resulta $R_{is} \simeq R_{id}$

Al realimentar $R_{isf} = D\,R_{is} = D\,R_{id}$

El circuito de entrada realimentado se puede ver en la FIG. 7.12:

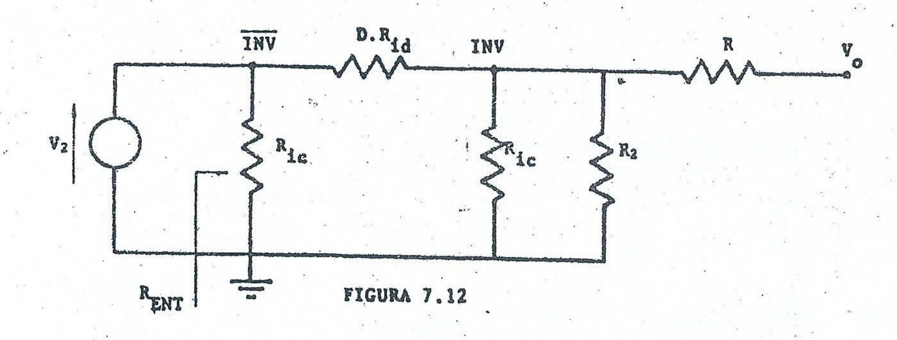


FIGURA 7.12

Como $R_{ic} >> R_2$ Y $D\,R_{id} >> R_2$ se tiene (FIG. 7.13)

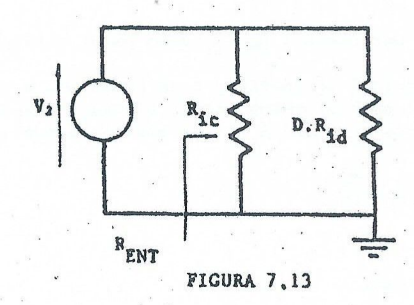


FIGURA 7.13

Si $R_{id} = 2M\,\Omega$ y $D = 1000$ resulta $D\,R_{id} = 2000\ M\,\Omega$

$R_{ENT} = R_{ic}\ //\ D\,R_{id}$ (7.18)

Si ocurre que $D\,R_{id} >> R_{ic}$, entonces:

$R_{ENT} \rightarrow R_{ic}$ (7.19)

El mayor valor de resistencia de entrada realimentada a la que se puede llegar en esta configuración es la resistencia de entrada de modo común.

Veamos otro aspecto (ver FIG. 7.3):

$V_i = \frac{V_0}{A}$ (7.20)

Con un $A = 10^5$ y una $V_0 = 10V$ se tiene:

$V_i = \frac{V_0}{10^5} = \frac{10}{10^5} = 0{,}1\ mV$

Para los fines practicos se puede considerar que:

$V_i \rightarrow 0$ (7.21)

Y como de la figura 7.5 resulta que :

$V_i = V_2 - V_f$ (7.22)

al ser $V_i \approx 0$ surge que:

$V_f \approx V_2$ (7.23)

Por otra parte como R_{id} es muy grande, las corrientes de señal se consideran nulas:

$I_i = 0$ (7.24)

Veamos, ahora, el calculo aproximado de un amplificador operacional no inversor. (ver FIG. 7.14)

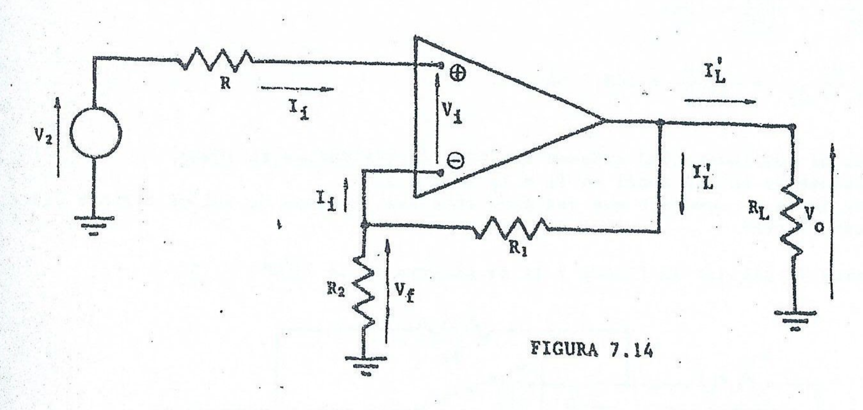


FIGURA 7.14

Se excita con un generador senoidal de 100 Hz y se tiene: $R = 10\ K\Omega$, $R_2 = 1\ K\Omega$ $R_1 = 91\ K\Omega$, $V_0 = 10\ V$ y $R_L = 2\ K\Omega$

Haciendo $I_i = 0$ no hay caída en la resistencia R.

Entonces $V_2 = V_i + V_f$. Pero considerando $V_i = 0$ resulta $V_2 = V_f$

por divisor de tensión:

$$A_{vsf} = \frac{V_0}{V_2} = \frac{R_2 + R_1}{R_2} \qquad (7.25)$$

$$A_{vsf} = \frac{1\ K + 91K}{1K} = 92$$

La ganancia exacta será:

$$A_{vsf} = \frac{\frac{R_2 + R_1}{R_2}}{1 + \varepsilon} = \frac{1/\beta}{1 + \varepsilon} \qquad (7.26)$$

$$A_{vsf} = \frac{92}{1 + \varepsilon}$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\beta . A} = \frac{92}{A} = \frac{92}{10^4} = 92\ 10^{-4}$$

El valor de A se obtuvo del gráfico 7.4

$\varepsilon\% = 92.10^{-4}.100 = 92.10^{-2} = 0{,}92\% < 1\%$

El error en la ganancia A_{vsf} al no considerar el ε es pequeño en este caso, inferior al 1%.

$$I_L = \frac{V_0}{R_L} = \frac{10V}{2K\Omega} = 5mA$$

$$I_L' = \frac{V_0}{R_1 + R_2} = \frac{10V}{92K\Omega} = 108{,}7\ \mu A$$

La malla de realimentación consume muy poco (aproximadamente 100µA)
La corriente de salida total es $I_0 = I_L + I_L' \simeq 5$ mA.
Esta corriente no conviene que sea alta para que la etapa de salida trabaje dentro de su zona lineal.

Otra forma de dibujar la FIGURA 7.14 se observa en la FIGURA 7.15.

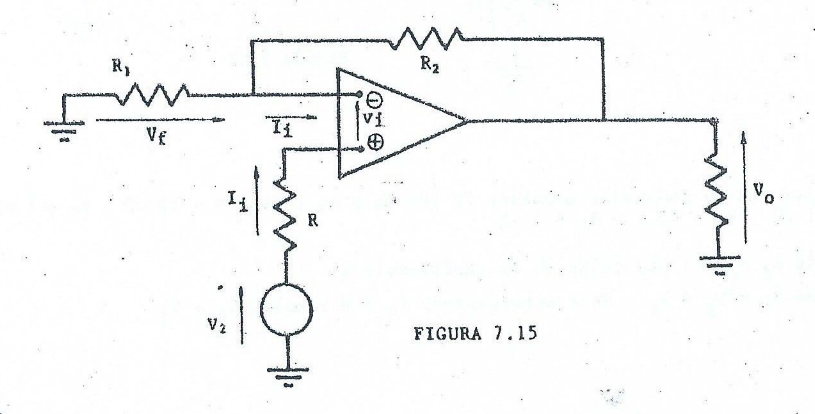


FIGURA 7.15

7.1.3 OPERACIONAL INVERSOR

El esquema de este amplificador se observa en la FIG.7.16.

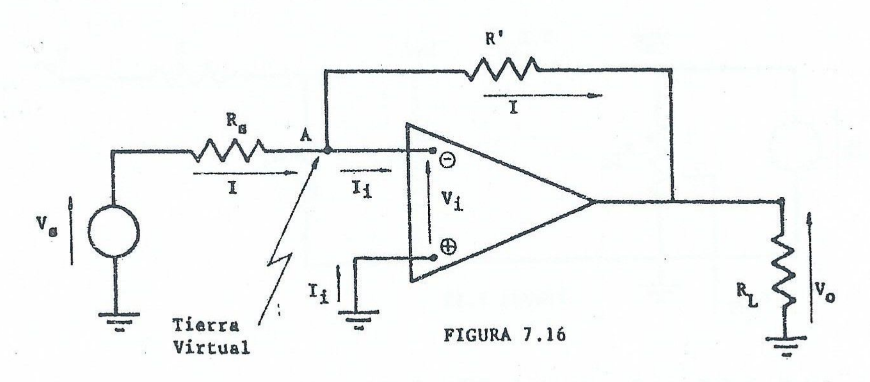


FIGURA 7.16

Se va a deducir la ganancia de tensión de éste amplificador en forma aproximada. Para ello se hace:

$$V_i = 0 \quad e \quad I_i = 0.$$

Como $I_i = 0$ la corriente I que circula por R_s debe pasar totalmente por el resistor R'.

Por otra parte, como el terminal no inversor está conectado a tierra y $V_i = 0$, el punto A (terminal inversor) está al potencial de tierra sin estar conectado directamente a tierra. Por lo tanto el punto A es una tierra virtual.

Entonces: $I = \frac{V_s - V_A}{R_s} = \frac{V_s}{R_s}$

Ya que $V_A = 0$ (tiene virtual).

Tambien: $I = \frac{V_A - V_0}{R'} = -\frac{V_0}{R'}$

Igualando las ecuaciones anteriores se obtiene:

$$\frac{V_s}{R_s} = \frac{-V_0}{R'} \qquad (7.27)$$

$$\frac{V_0}{V_s} = \frac{-R'}{R_s} \qquad (7.28)$$

$$A_{vsf} = \frac{-R'}{R_s} \qquad (7.29)$$

Se ve (por el signo menos) que la salida V_0 invierte su polaridad respecto de la excitación V_s. El módulo de la ganancia depende solo de la red externa:

$$|A_{vsf}| = \frac{R'}{R_s} \qquad (7.30)$$

Se efectuara a continuacion el analisis exacto de la ganancia de tensión del amplificador. Se tendra en cuenta que se esta realimentando muestreando tensión y reinyectando en paralelo en la malla de entrada. Es decir se tiene realimentación (T-P). Por lo tanto lo primero que se hace es cambiar el excitador (NORTON). Se ve en la FIGURA 7.17.

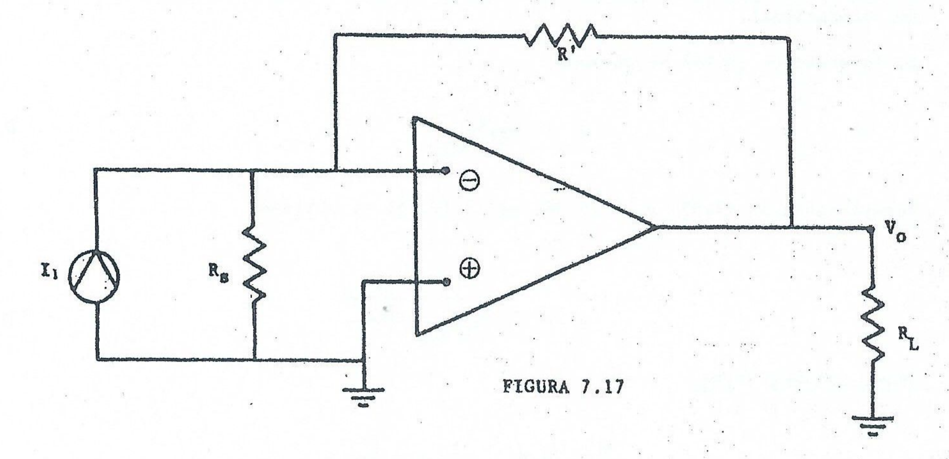


FIGURA 7.17

$$I_1 = \frac{V_s}{R_s} \qquad (7.31)$$

La transferencia que no depende de las variaciones de R_s y R_L es la de transresistencia

$$R_{Msf} = \frac{V_0}{I_1} \qquad (7.32)$$

Para obtener el circuito sin realimentar se hace:

$$V_0 = 0 \;\; y \;\; V_i = 0$$

Se obtiene la FIG. 7.18.

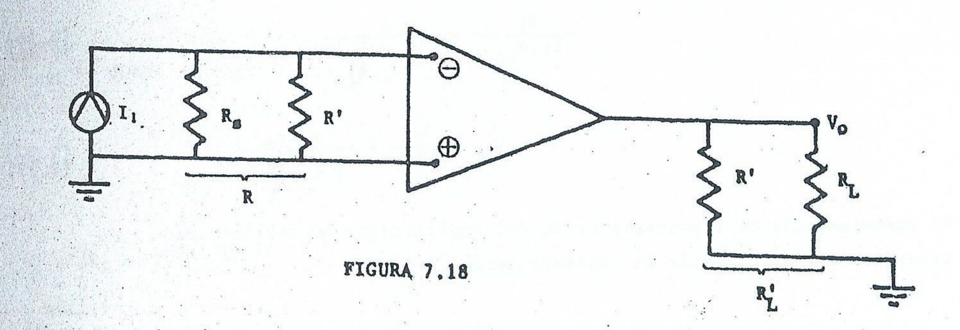


FIGURA 7.18

Reemplazando el operacional por su circuito equivalente se obtiene la FIG. 7.19:

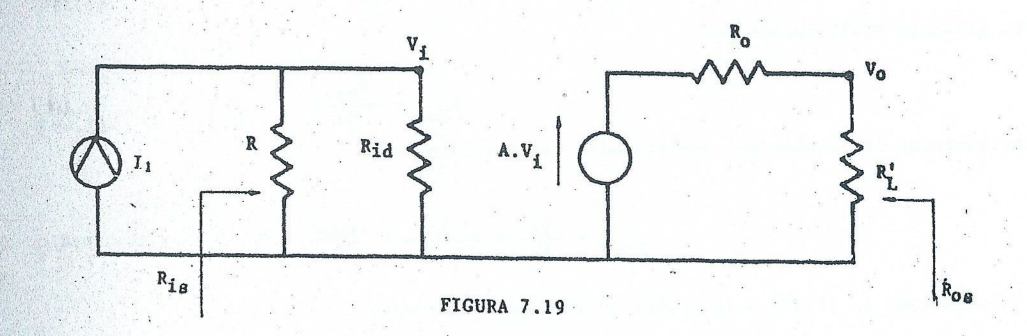


FIGURA 7.19

Como V_0 es opuesto a V_s se puede considerar el dato A del fabricante como de valor negativo en el caso del amplificador inversor.

De la figura 7.19 se obtiene:

$$R_{is} = R \,||\, R_{id} \qquad (7.33)$$

Ademas:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{A}{1 + \frac{R_0}{R'_L}} \qquad (7.34)$$

$$V_i = I_1 . R_{is} \qquad (7.35)$$

Reemplazando (7.35) en (7.34) se tiene:

$$\frac{V_0}{I_1 . R_{is}} = \frac{A}{1 + \frac{R_0}{R'_L}} \qquad (7.36)$$

$$R_{MS} = \frac{V_0}{I_1} = \frac{A . R_{is}}{1 + \frac{R_0}{R'_L}} \qquad (7.37)$$

Es la transferencia de transresistencia del amplificador no realimentado.
La transferencia de la malla de realimentación (T-P) es:

$$\beta' = - \frac{1}{R'} \qquad (7.38)$$

La diferencia de retorno es:

$$D = 1 + \beta' . R_{MS} \qquad (7.39)$$

La ganancia realimentada es:

$$R_{Msf} = \frac{R_{Ms}}{D} \qquad (7.40)$$

La ganancia de tensión del amplificador realimentado es:

$$A_{vsf} = \frac{V_0}{V_s} = \frac{V_0}{I_1 . R_s} = \frac{R_{Msf}}{R_s} \qquad (7.41)$$

Reemplazando la (7.39) y la (7.40) en la (7.41) se tiene:

$$A_{vsf} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{R_{Ms}}{1 + \beta' . R_{Ms}} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_{Ms}} + \beta'} \qquad (7.42)$$

$$A_{vsf} = \frac{1}{\beta' R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta' R_{Ms}}} \qquad (7.43)$$

Como $R' = - 1/\beta'$, reemplazando se tiene:

$$A_{vsf} = - \frac{R'}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta' R_{MS}}} \qquad (7.44)$$

A_{vsf} se puede expresar en la siguiente forma:

$$A_{vsf} = \frac{- \frac{R'}{R_s}}{1 + \varepsilon} \qquad (7.45)$$

$- R'/R_s$ es la ganancia aproximada obtenida con $\varepsilon = 0$, y que fue hallada haciendo $I_i = 0$ y $V_i = 0$.
ε modifica la ganancia aproximada y vincula la ganancia con los parámetros dinámicos del operacional.

De la ecuación (7.45) se obtiene:

$$\varepsilon = \frac{1}{\beta' R_{Ms}} \qquad (7.46)$$

Reemplazando la (7.37) y la (7.38) en la (7.46) se obtiene:

$$\varepsilon = \frac{- R' (1 + \frac{R_o}{R'_L})}{A R_{is}} \qquad (7.47)$$

Desarrollemos R'/R_{is}

$$\frac{R'}{R_{is}} = R' \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{id}} \right)$$

$$\frac{R'}{R_{is}} = R' \frac{R_{id} + R}{R_{id} . R}$$

$$\frac{R'}{R_{is}} = \frac{R'}{R} \left(1 + \frac{R}{R_{id}} \right) \qquad (7.48)$$

Reemplazando (7.48) en (7.47) se obtiene la (7.49):

$$\varepsilon = - \frac{R'}{R} \cdot \frac{\left(1 + \frac{R_0}{R'_L} \right) \left(1 + \frac{R}{R_{id}} \right)}{A} \qquad (7.49)$$

Desarrollemos R'/R:

$$\frac{R'}{R} = R' \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R'} \right)$$

$$\frac{R'}{R} = R' \frac{R_s + R'}{R_s \cdot R'}$$

$$\frac{R'}{R} = \frac{R_s + R'}{R_s} \qquad (7.50)$$

Por tener la forma que corresponde a un divisor de tensión llamaremos a:

$$\frac{R_s}{R_s + R'} = \beta \qquad (7.51)$$

Reemplazando (7.51) en (7.50) obtenemos:

$$\frac{R'}{R} = \frac{1}{\beta} \qquad (7.52)$$

Reemplazando (7.52) en (7.49) se obtiene:

$$\varepsilon = - \frac{\left(1 + \frac{R_0}{R'_L} \right) \left(1 + \frac{R}{R_{id}} \right)}{\beta . A} \qquad (7.53)$$

El valor de ε es positivo por ser el valor de A negativo para esta configuración.

Si se hace $R_0 << R'_L$ y $R_{id} >> R$ se obtiene:

$$\varepsilon = - \frac{1}{\beta . A} \qquad (7.54)$$

Este valor coincide con el obtenido en la configuración no inversora.

De la ecuación (7.46) se obtiene:

$$\beta' R_{Ms} = \frac{1}{\varepsilon} \qquad (7.55)$$

Por lo tanto la diferencia de retorno se expresa así:

$$D = 1 + \beta' R_{Ms} = 1 + \frac{1}{\varepsilon} \qquad (7.56)$$

De acuerdo con la (7.54) se tiene:

$$D = 1 - \beta . A \qquad (7.57)$$

D es positivo ya que A se toma como valor negativo.

De la FIG. 7.19 se obtiene:

$$R_{os} = R_o \; || \; R'_L \simeq R_o \qquad R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} = \frac{R_o}{D} \qquad (7.58)$$

Como vimos:

$$R_{is} = R \; || \; R_{id}$$

$$\therefore \quad R_{isf} = \frac{R_{is}}{D} \qquad (7.59)$$

Ejemplo:

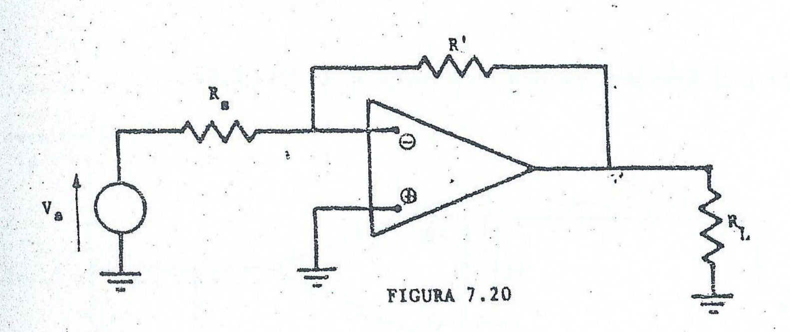


FIGURA 7.20

Sea: $R_s = 1K\Omega$, $R' = 10\ K\Omega$, $A = -10^5$

$R = R_s \; || R' = 1\ K\Omega \; || \; 10\ K\Omega = 910\ \Omega$

$R_{is} = R \; || \; R_{id} = 910\ \Omega \; || \; 2\ M\Omega = 910\ \Omega$

$\beta = \frac{R_s}{R_s + R'} = \frac{1K\Omega}{11K\Omega} = 0{,}09$

$$D = 1 - \beta A = 1 - 0{,}09\ (-10^5) = 9000$$

$$R_{isf} = \frac{R_{is}}{D} = \frac{910\Omega}{9000} = 0{,}1\ \Omega$$

$$R_{os} = R_o = 75\ \Omega$$

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} = \frac{75\Omega}{9000} = 8.10^{-3}\ \Omega$$

La resistencia que vé el generador V_s, siendo la entrada practicamente un corto, es R_s.

$$A_{vsf} = -\frac{R'}{R_s} = -\frac{10k\Omega}{1k\Omega} = -10 \qquad \epsilon \to 0$$

7.1.4 SEGUIDOR DE TENSION

El esquema de éste amplificador se observa en la FIG. 7.21:

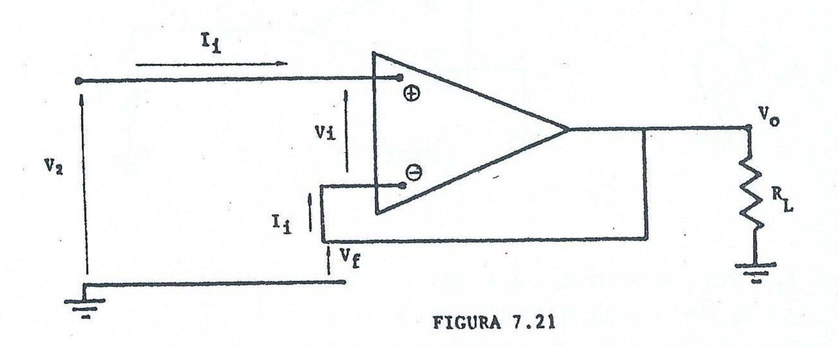


FIGURA 7.21

De la malla de entrada:

$$V_2 - V_i - V_f = 0 \qquad (7.60)$$

Hacemos la siguiente aproximación:

$$I_i = 0 \text{ y } V_i = 0$$

De la (7.60) se obtiene:

$$V_f = V_2 \qquad (7.61)$$

Se reinyecta toda la tensión de salida en la malla de entrada (realimentación - 100%)

$$V_f = V_o \qquad (7.62)$$

$$\beta = \frac{V_f}{V_o} = 1 \qquad (7.63)$$

De la (7.61) y de la (7.62) se obtiene:

$$V_o = V_2 \qquad (7.64)$$

$$A_{vsf} = \frac{V_o}{V_2} = 1 \qquad (7.65)$$

La tensión de salida V_o sigue a la tensión de entrada V_2.

El seguidor de tensión es un caso particular del amplificador operacional no inversor. Por la tanto la impedancia de entrada que vé el generador V_2 está dada por:

$$R_{ENT} = R_{ic} \parallel D\ R_{id}$$

Es decir que V_2 ve una impedancia de entrada muy alta.

Ejemplo: Supongamos que excitamos con una señal de frecuencia de 10 Hz. Por lo tanto:

$$A = 10^5$$

Por ser un seguidor de tensión

$$\beta = 1$$

$$D = 1 + \beta.A = 1 + A = 1 + 10^{5} \cong 10^{5}$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\beta.A} = \frac{1}{10^{5}} = 10^{-5}$$

$$A_{vsf} = \frac{1/\beta}{1+\varepsilon} = \frac{1}{1+10^{-5}} \cong 1$$

$$R_{ENT} = R_{ic} \;||\; D\,R_{id} = 100\ M\Omega \;||\; 10^{5} \times 2\ m$$

$$R_{ENT} = R_{ic} \;||\; D\,R_{id} = 100\ M\Omega \;||\; 10^{5} \times 2\ M\Omega = 100\ M\Omega$$

Si la excitamos con una señal senoidal de 10 KHz se obtendría un A= 100 (FIG. 7.4)

$$D = 1 + A = 1 + 100 \cong 100$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\beta.A} = \frac{1}{100} = 0{,}01$$

$$A_{vsf} = \frac{1/\beta}{1+\varepsilon} = \frac{1}{1.01} = 0{,}99$$

$$R_{ENT} = R_{ic} \;||\; D\,R_{id} = 100\ M\Omega \;||\; 200\ M\Omega \cong 67\ M\Omega$$

Siempre V_2 vé una impedancia de entrada muy alta.

$$R_{osf} = \frac{R_{os}}{D} = \frac{R_o}{D} = \frac{75\Omega}{100} = 0{,}75\ \Omega$$

Siempre la impedancia de salida es muy baja. El seguidor de tensión es un excelente separador que tiene una impedancia de entrada muy alta y una impedancia de salida muy baja.

7.1.5 SUMADOR CON GANANCIA

El esquema de conexión es el de la FIGURA 7.22:

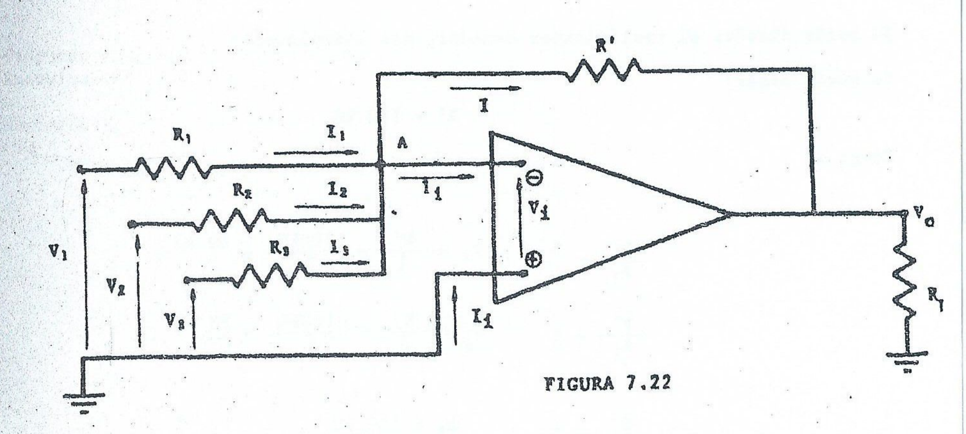


FIGURA 7.22

Como se toma $I_i = 0$, resulta:

$$I = I_1 + I_2 + I_3 \qquad (7.66)$$

Como $V_i \cong 0$, el punto A es una tierra virtual.
Por lo tanto:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1},\; I_2 = \frac{V_2}{R_2},\; I_3 = \frac{V_3}{R_3} \qquad (7.67)$$

$$I = -\frac{V_0}{R'} \qquad (7.68)$$

Reemplazando (7.67) y (7.68) en la (7.66) se tiene:

$$-\frac{V_0}{R'} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \qquad (7.69)$$

$$V_0 = -\left(\frac{R'}{R_1} V_1 + \frac{R'}{R_2} V_2 + \frac{R'}{R_3} V_3\right) \qquad (7.70)$$

V_0 es la suma de V_1, V_2, V_3, cada una de estas tensiones con su correspondiente ganancia, verbigracia:

$$\frac{R'}{R_1},\; \frac{R'}{R_2},\; \frac{R'}{R_3}$$

Ejemplo: Si se quiere obtener

$$V_0 = -\left(2\,V_1 + 3\,V_2 + V_3\right)$$

Se puede diseñar el amplificador sumador, por ejemplo, así:

Se puede hacer:

$$R' = 100\ k\Omega$$

Como:

$$\frac{R'}{R_1} = 2 \qquad R_1 = \frac{R'}{2} = \frac{100k\Omega}{2} = 50\ k\Omega$$

$$\frac{R'}{R_2} = 3 \qquad R_2 = \frac{R'}{3} = \frac{100k\Omega}{3} = 33\ k\Omega$$

$$\frac{R'}{R_3} = 1 \qquad R_3 = 100\ k\Omega$$

Si simplemente se quieren sumar V_1, V_2, V_3, se tendrá

$$V_0 = -(V_1 + V_2 + V_3) \tag{7.71}$$

Para lo cual debería hacerse

$$R_1 = R_2 = R_3 = R'$$

7.1.6 AMPLIFICADOR OPERACIONAL DIFERENCIAL

El esquema de este amplificador se observa en la FIG. 7.23

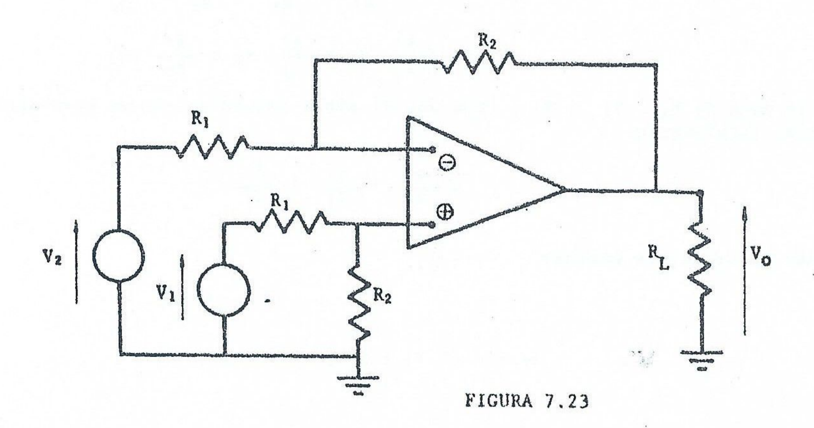


FIGURA 7.23

Se puede analizar el amplificador aplicando el principio de superposición. Sucesivamente haremos $V_1 = 0$ y luego $V_2 = 0$.

Haciendo $V_1 = 0$ se obtiene la FIG. 7.24:

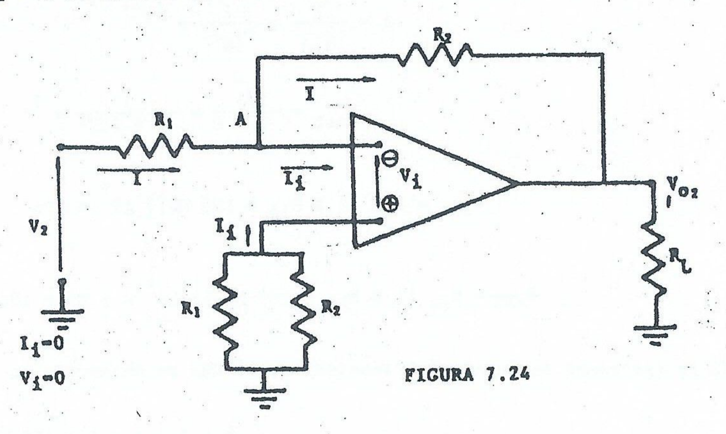


FIGURA 7.24

La corriente I circula por R_1 y por R_2.

El punto A es una tierra virtual.

$$I = \frac{V_2}{R_1} = -\frac{V_{02}}{R_2} \tag{7.72}$$

$$\text{Por lo tanto } V_{02} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_2 \tag{7.73}$$

Esta es la tensión de salida que se obtendrá si el generador V_1 estuviera en corto

Haciendo $V_2 = 0$ se obtiene la FIG. 7.25:

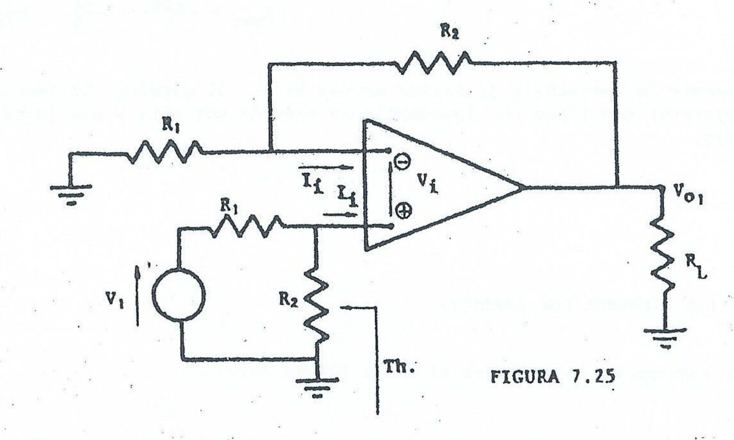


FIGURA 7.25

Se aplica Thevenin para convertir el circuito en un amplificador no inversor del tipo analizado en la FIG. 7.5

$$V_t = V_1 \frac{R_2}{R_2 + R_1} \qquad (7.74)$$

$$R_t = R_1 \parallel R_2 \qquad (7.75)$$

Se llegara así a la FIGURA 7.26.

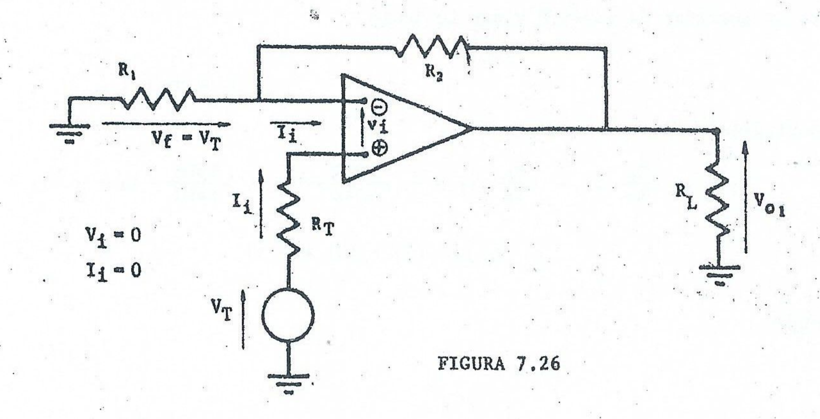


FIGURA 7.26

Por ser un amplificador no inversor:

$$A_{vsf} = \frac{V_{01}}{V_t} \cong \frac{1}{\beta} = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \qquad (7.76)$$

$$V_{01} = V_t \cdot \frac{R_2 + R_1}{R_1} \qquad (7.77)$$

Reemplazando la (7.74) en la (7.77) se tiene:

$$V_{01} = V_1 \frac{R_2}{R_2 + R_1} \frac{R_2 + R_1}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} V_1 \qquad (7.78)$$

La tension de salida

$$V_0 = V_{01} + V_{02} \qquad (7.79)$$

Reemplazando la (7.78) y la (7.73) en la (7.79) se tiene:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1} (V_1 - V_2) \qquad (7.80)$$

Las dos resistencias R_2 usadas en el amplificador deben ser lo mas iguales posibles entre si. Lo mismo debe ocurrir con las dos resistencias R_1.
Si se hace $R_2 = 22$ kΩ y $R_1 = 2,2$ kΩ se tiene un amplificador diferencial de ganancia 10.

7.1.6 ALGUNOS EJEMPLOS

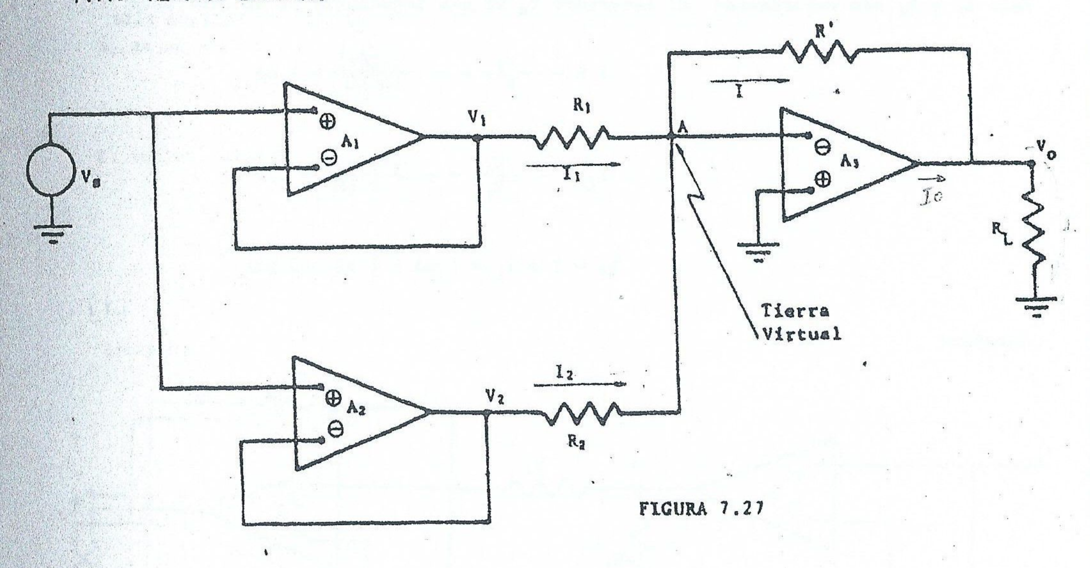


FIGURA 7.27

Datos:

$V_s = 0,5V$,

$R_1 = R_2 = 1$ kΩ ,

$R' = 10$ kΩ ,

$R_L = 5$ kΩ

A_1 y A_2 son dos separadores. Sus ganancias segun lo visto es unitaria.
Es decir que

$$V_1 = V_s \text{ y } V_2 = V_s .$$

A_3 es un amplificador sumador en el cual

$$I = I_1 + I_2 \quad \therefore \quad -\frac{V_0}{R'} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}$$

$$\therefore \quad V_0 = -\frac{R'}{R_1} V_1 - \frac{R'}{R_2} V_2$$

$$V_0 = -\frac{10K\Omega}{1K\Omega} V_1 - \frac{10K\Omega}{1K\Omega} V_2$$

$$V_0 = -10\ V_1 - 10\ V_2 = -10\ V_s - 10\ V_s = -10\ (V_s + V_s)$$

$$V_0 = -10\ (0{,}5\ V + 0{,}5\ V) = -10\ V$$

Como A_1 y A_2 son separadores el generador V_s vé una impedancia de entrada alta

$$I = -\frac{V_0}{R'} = -\frac{(-10v)}{10\ K\Omega} = 1\ mA$$

$$I_L = -\frac{V_0}{R_L} = -\frac{(-10v)}{5\ k\Omega} = 2\ mA$$

$$I_0 = I + I_L = 1\ mA + 2\ mA = 3\ mA$$

Ejemplo:

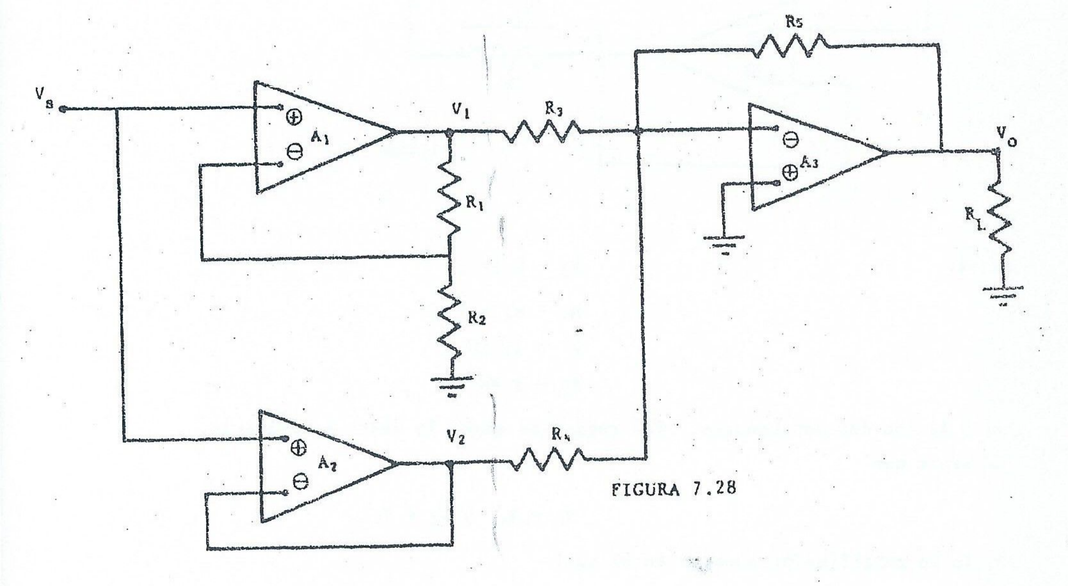


FIGURA 7.28

Datos:

$$V_s = 1\ v\ ,\ R_1 = R_2 = 4\ k7\ ,\ R_3 = R_4 = R_5 = 10\ k\Omega$$

El amplificador A_1 es un amplificador no inversor

Por lo tanto

$$V_1 = V_s\ \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1\ v\ \frac{(4k7 + 4k7}{4k7}) = 2\ v$$

A_2 es un seguidor de tensioñ y por lo tanto

$$V_2 = V_s = 1\ v$$

El amplificador A_3 es un sumador:

$$V_0 = -\frac{R_5}{R_3} V_1 - \frac{R_5}{R_4} V_2 = -\frac{10k\Omega}{10k\Omega} V_1 - \frac{10k\Omega}{10k\Omega} V_2 = -(V_1 + V_2)$$

$$V_0 = -(2V + 1V) = -3V$$

Ejemplo:

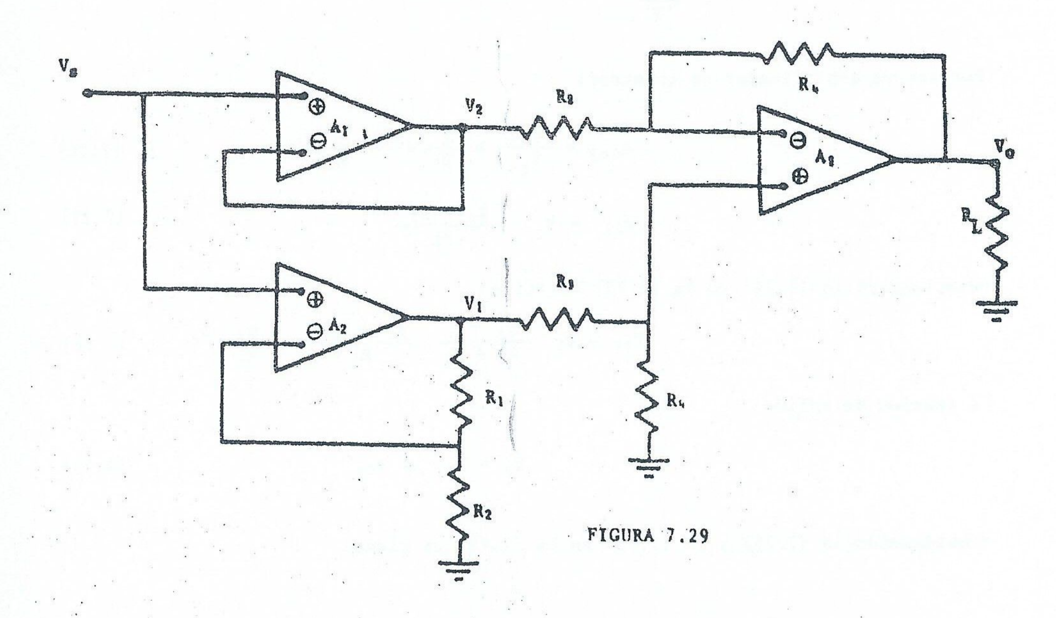


FIGURA 7.29

Datos:

$$V_s = 0{,}5V \text{ , } R_1 = R_2 = 4k7 \text{ , } R_3 = 1k\Omega \text{ , } R_4 = 10k\Omega .$$

A_1 es un seguidor de tensión. Por lo tanto

$$V_2 = V_s = 0{,}5 \text{ V}$$

A_2 es un amplificador no inversor. Por lo tanto:

$$V_1 = V_s \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 2V_s = 1V$$

A_3 es un amplificador diferencial. Por lo tanto:

$$V_0 = \frac{R_4}{R_3} (V_1 - V_2) = \frac{10k\Omega}{1k\Omega} (V_1 - V_2) = 10 (V_1 - V_2)$$

$$V_0 = 10 (1V - 0{,}5V) = 5V$$

7.1.7 ERRORES ESTATICOS

Los amplificadores operacionales se usan para amplificar señales continuas, señales alternas o una combinación de ambas señales.
En los amplificadores de señales continuas debido a los llamadas errores estáticos pueden originarse grandes errores en el valor de tensión de salida.
Un amplificador ideal de señales continuas tiene una cierta tensión de salida (por ejemplo V_0). A esta salida V_0, como el amplificador es real, se le deben sumar las tensiones de salida de continua originadas por los factores siguientes:

1.- Tensión residual de entrada (input Offset voltage).
2.- Corriente de prolongación de entrada (input bias currents).
3.- Corriente residual de entrada (input offset current).
4.- Derivas térmicas (drift).

Cuando el amplificador operacional se usa con señales alternas los capacitores de acoplamiento eliminan el error estático presente.

7.1.8 TENSION RESIDUAL DE ENTRADA

Todos los amplificadores operacionales presentan una ligera desadaptación de la V_{BE} correspondiente a los dos transistores de entrada.
En las hojas de datos se puede obtener el valor de ésta desadaptación en la entrada del operacional. Se especifica como tensión residual de entrada V_{io} (input offset voltage). Este problema origina una tensión residual en la salida del operacional. Esta tensión de salida depende de la ganancia que posee el circuito en el que está el operacional.
En cambio V_{io} es independiente respecto del circuito. Por definición, V_{io} es la tensión que debería colocarse entre los terminales de entrada para anular la salida. V_{io} puede estar comprendida entre una fracción de un milivolt hasta varios milivolt. Se puede estudiar el efecto de V_{io} sobre la salida, colocando en serie con la entrada una fuente de contínua de valor que coincida precisamente con V_{io}. Esto se vé en la FIG. 7.30.

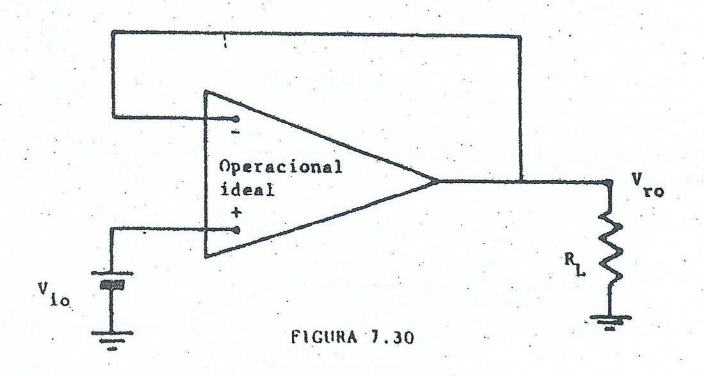


FIGURA 7.30

En este circuito el terminal $\overline{INV}$ está conectado directamente a tierra. Podemos suponer la existencia del generador V_{io} (tal como se vé en la figura) si convertimos al operacional en ideal. Como se trata de un seguidor de tensión la tensión de salida $V_{ro} = V_{io}$.
Por ejemplo, si V_{io} = 2mV se tiene en la salida V_{ro} = 2mV.

En la FIGURA 7.31 se analiza el efecto de V_{io} en un amplificador operacional que trabaja a lazo abierto.

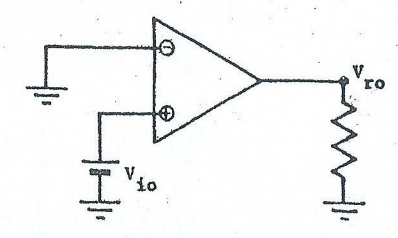


FIGURA 7.31

$V_{ro} = A.V_{io}$

Como A es muy grande V_{ro} coincide con la tensión de salida de saturación.
Como la magnitud y la polaridad de V_{io} varía según el amplificador operacional que usemos, la saturación de la salida puede corresponder a una tensión positiva o negativa.

Veamos el caso de un amplificador inversor en la FIGURA 7.32.

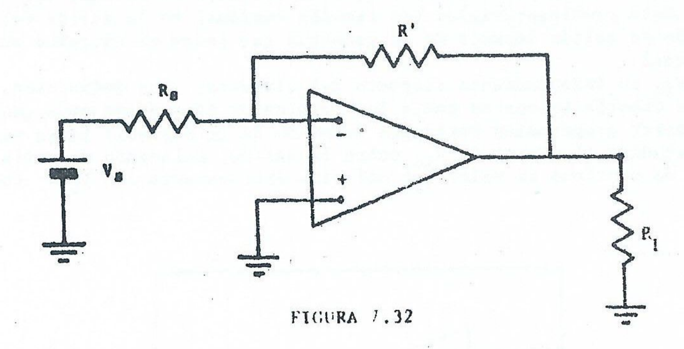


FIGURA 7.32

Para analizar las tensiones residuales ponemos en corto la señal V_s e incorporamos el generador V_{io}.

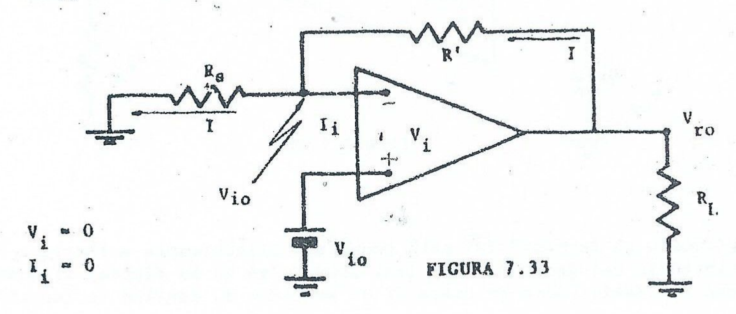


FIGURA 7.33

Se tiene que:

$$I = \frac{V_{ro} - V_{io}}{R'} = \frac{V_{io}}{R_s} \quad (7.81)$$

$$\therefore \quad \frac{V_{ro}}{R'} = \frac{V_{io}}{R'} + \frac{V_{io}}{R_s}$$

$$\frac{V_{ro}}{R'} = V_{io}\left(\frac{1}{R'} + \frac{1}{R_s}\right) \quad (7.82)$$

$$V_{ro} = V_{io}\left(\frac{R'}{R'} + \frac{R'}{R_s}\right)$$

$$V_{ro} = V_{io}\left(1 + \frac{R'}{R_s}\right) \quad (7.83)$$

$$V_{ro} = V_{io}\left(\frac{R_s + R'}{R_s}\right)$$

$$V_{ro} = \frac{V_{io}}{\beta} \quad (7.84)$$

Si $R' = 10.000\Omega$ y $R_s = 100\Omega$, siendo $V_{io} = 2mV$, resulta:

$$V_{ro} = 2mV\left(\frac{10.100\Omega}{100\Omega}\right) = 202\ mV$$

Veamos el caso de un amplificador no inversor (FIG. 7.34 y FIG. 7.35)

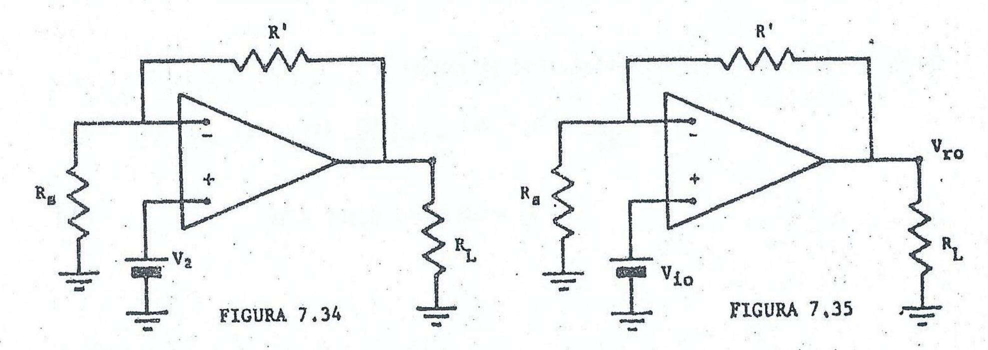


FIGURA 7.34 FIGURA 7.35

Se pasa de la FIG. 7.34 a la FIG. 7.35 poniendo en corto el generador de señal V_2 e incorporando el generador de error V_{io}.
La FIG. 7.35 coincide con la FIG. 7.33.
Por lo tanto la fórmula para V_{ro} es la ecuación (7.84). Tanto el operacional INV como el $\overline{INV}$ poseen la misma tensión residual de salida para la misma V_{io}.
En lugar de colocar V_{io} en la entrada $\overline{INV}$ como en la FIG. 7.35 se puede colocar en la entrada INV (FIG. 7.36).

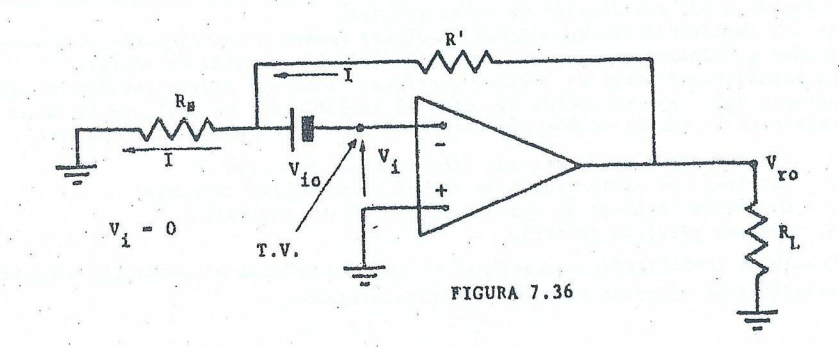


FIGURA 7.36

$$I = \frac{V_{ro} - V_{io}}{R'} = \frac{V_{io}}{R_g} \qquad (7.81)$$

$$\therefore \quad V_{ro} = V_{io} \left(\frac{R_g + R'}{R_g}\right) = \frac{V_{io}}{\beta} \qquad (7.84)$$

No existe diferencia entre colocar V_{io} en la entrada $\overline{INV}$ ó INV.

7.1.9 CORRIENTE DE POLARIZACION DE ENTRADA

Los transistores del operacional deben polarizarse correctamente antes de aplicarles excitación.
Los transistores de entrada del diferencial deben estar polarizados en forma directa.
Esto requiere una pequeña corriente de polarización en cada una de sus bases.
Los fabricantes especifican una corriente de polarización I_B que es promedio de las corrientes de polarizaciones de cada entrada (I_{B_1} e I_{B_2})

$$I_B = \frac{I_{B_1} + I_{B_2}}{2} \qquad (7.85)$$

I_B pueda variar desde 10 nanoamperes o más para transistores bipolares hasta 1pA o menos para transistores de efecto de campo en la entrada.

I_B es un parámetro estático y generalmente no afecta a los amplificadores de señales alternas.
Si el circuito debe amplificar continua y alterna debe considerarse la acción de I_B.
En el caso de un amplificador de señales de alterna se debe determinar si la tensión continua de salida más la señal alterna de salida superpuesta nos aproxima a la saturación.
Si se llega a la saturación la señal alterna es recortada.
Veamos el efecto de la corriente de polarización sobre la tensión de salida. Veamos el efecto de la corriente de polarización en un amplificador inversor (FIG. 7.37)

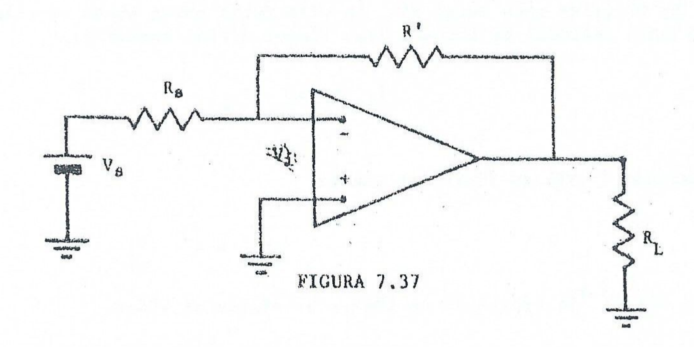


FIGURA 7.37

Aplicamos superposición (suponemos $V_{io} = 0$).
Ponemos en corto el generador de excitación V_g. (FIG. 7.38)

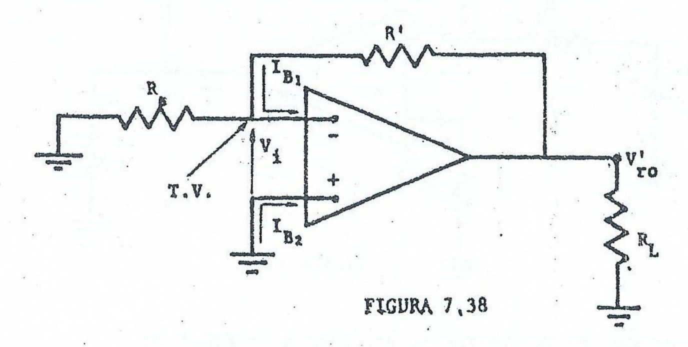


FIGURA 7.38

Solo circulan las corrientes de polarización I_{B_1} e I_{B_2}.
Por R_g no circula corriente.

$$V'_{ro} = I_{B_1} \cdot R' \qquad (7.86$$

I_{B_1} se toma como I_B (manual) para los cálculos.

V'_{ro} aumenta con el aumento del valor de la resistencia R' (no conviene alta)

Para el 741 el I_B típico es de 80nA y el máximo de 500nA (25°C).
Si

$$R' = 1M\Omega$$

Resulta

$$V'_{ro} = I_B \cdot R' = 500 \times 10^{-9} \times 10^{6} = 0,5V$$

Como se vé el valor de V'_{ro} es apreciable.

7.1.10 CORRIENTE RESIDUAL DE ENTRADA

El error causado por la corriente de polarización (V'_{ro}) puede ser parcialmente cancelado agregando una resistencia R_2 al circuito de la FIG. 7.37. (ver FIG. 7.39).

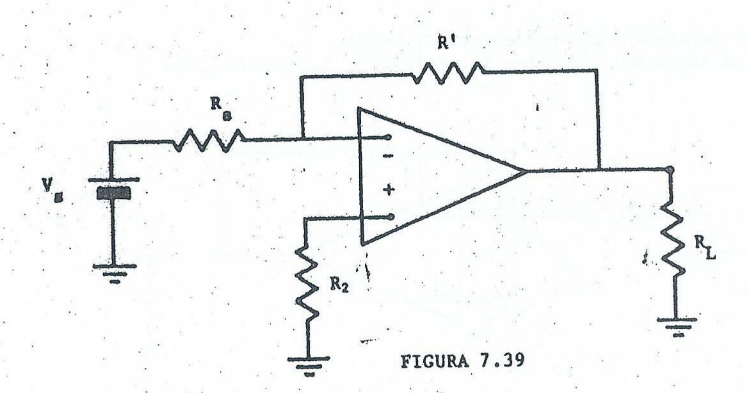


FIGURA 7.39

Anulando el generador de excitación V_s se llega a la (FIG.7.40) .

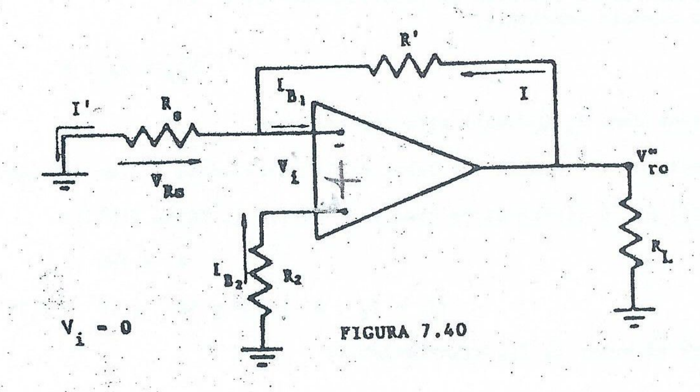


FIGURA 7.40

$$I_{B_1} = I - I' \qquad (7.87)$$

$$I_{B_1} = \frac{V''_{ro} - V_{Rs}}{R'} - \frac{V_{Rs}}{R_s} \qquad (7.88)$$

Como: $V_i = 0$

Resulta:

$$V_{Rs} = V\ \overline{INV} = -I_{B_2} R_2 \qquad (7.89)$$

Reemplazando (7.89) en (7.88) se tiene:

$$I_{B_1} = \frac{V''_{ro}}{R'} + \frac{I_{B_2} R_2}{R'} + \frac{I_{B_2} R_2}{R_s} \qquad (7.90)$$

$$I_{B_1} = \frac{V''_{ro}}{R'} + I_{B_2} R_2 \left(\frac{1}{R'} + \frac{1}{R_s}\right)$$

Se hace

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R'} + \frac{1}{R_s} \qquad (7.92)$$

Reemplazando (7.92) en (7.91) se tiene:

$$I_{B_1} = \frac{V''_{ro}}{R'} + I_{B_2} \frac{R_2}{R} \qquad (7.93)$$

$$\frac{V''_{ro}}{R'} = I_{B_1} - I_{B_2} \frac{R_2}{R} \qquad (7.94)$$

$$V''_{ro} = I_{B_1} R' - \frac{R' R_2}{R} I_{B_2} \qquad (7.95)$$

Se hace:

$$R_2 = R = R_s || R' \qquad (7.96)$$

Reemplazando (7.96) en (7.95) se tiene:

$$V''_{ro} = R' (I_{B_1} - I_{B_2}) \qquad (7.97)$$

I_{B_1} e I_{B_2} difieren poco entre sí. La diferencia entre ambas corrientes se define como la corriente residual de entrada I_{io}. (input offset current).

$$I_{io} = I_{B_1} - I_{B_2} \qquad (7.98)$$

Reemplazando (7.98) en (7.97) se tiene:

$$V''_{ro} = R' \cdot I_{io} \qquad (7.99)$$

Para el 741 el I_{io} típico es de 20nA y el máximo de 200nA.

Comparando la (7.99) con la (7.86) se comprueba que V''_{ro} es menor que V'_{ro}. Este beneficio se obtiene con solo agregar un resistor R_2 que sea igual al paralelo de R' con R_s. Para compensar la corriente de polarización de un amplificador no inversor habría que buscar que la resistencia R_2 que está en serie con el generador de excitación V_2 fuese aproximadamente igual al paralelo de R_s y R'. (FIGURA 7.41).

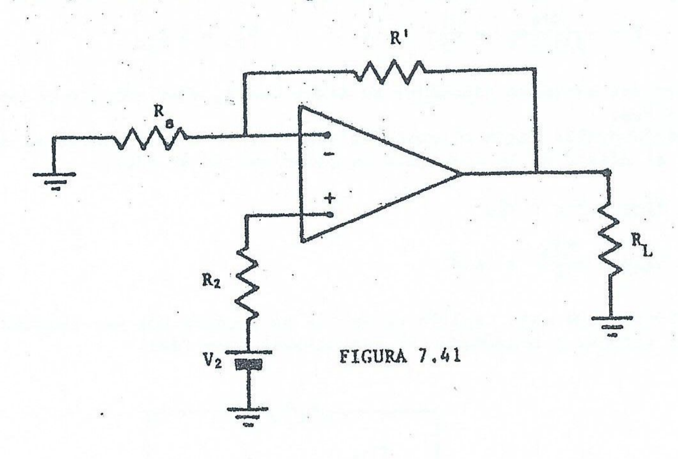


FIGURA 7.41

Al poner en corto V_2 queda el circuito de la FIG. 7.40 ya analizado.
Un seguidor de tensión se puede compensar colocando en la malla de realimentación una resistencia R' igual a R_2 (FIG. 7.42).

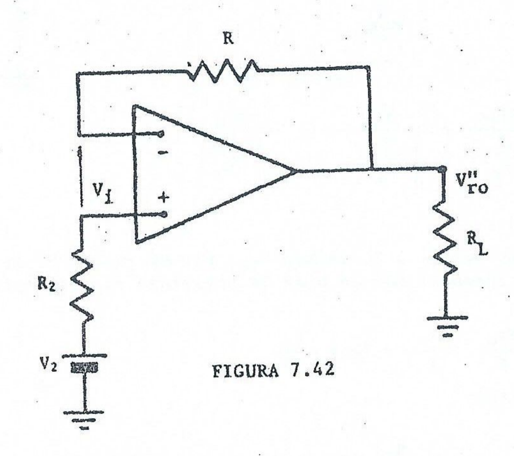


FIGURA 7.42

Poniendo en corto V_2 se tiene la FIG. 7.43:

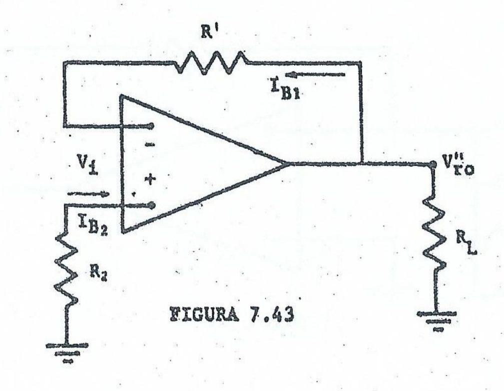


FIGURA 7.43

De la figura:

$$V''_{ro} = I_{B_1} R' + V_i - I_{B_2} R_2 \qquad \{7.100\}$$

Haciendo:

$$V_i = 0 \quad Y \quad R' = R_2$$

Se tiene:

$$V''_{ro} = I_{B_1} R' - I_{B_2} R' = R' (I_{B_1} - I_{B_2}) = R' \, I_{io} \qquad \{7.101\}$$

Un amplificador inversor o no inversor presentará una tensión residual de salida cuyo valor se debe a los efectos superpuestos de V_{io} e I_B .

$$V_{ro_T} = V_{ro} + V'_{ro} \qquad \{7.102\}$$

Si en el amplificador se usa una resistencia R_2 de compensación se tendrá:

$$V_{ro_T} = V_{ro} + V''_{ro} \qquad \{7.103\}$$

7.1.11 TENSION RESIDUAL DE SALIDA REFERIDA A LA ENTRADA

Se analizará el caso de un sumador (FIGURA 7.44)

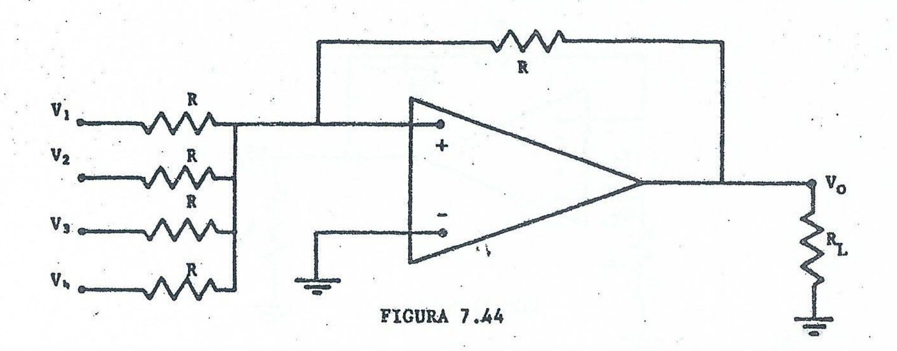


FIGURA 7.44

Para la señal:

$$V_o = -(V_1+V_2+V_3+V_4)$$

Las fuentes V_1, V_2, V_3, V_4, son generadores de señal continua.

Para analizar la tensión de offset colocamos todas las entradas a masa. Ver la FIGURA 7.45.

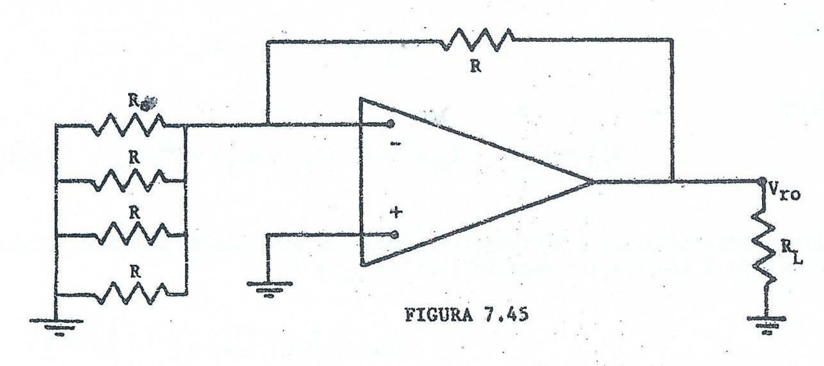


FIGURA 7.45

En este caso:

$$R_s = \frac{R}{4} \qquad (7.104)$$

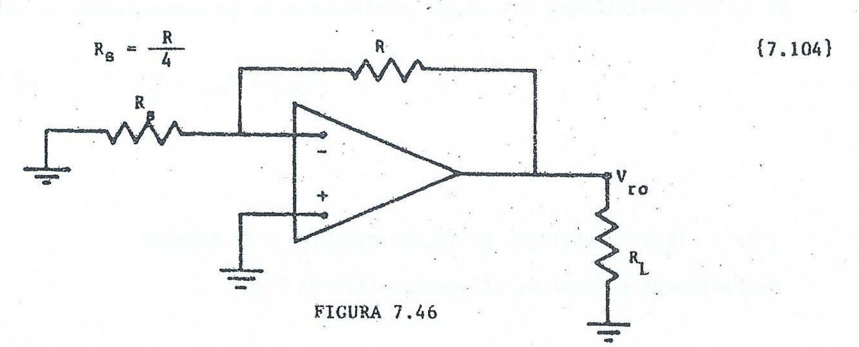


FIGURA 7.46

Para V_{io} el circuito se comporta como un amplificador no inversor (FIGURA 7.46). Por lo tanto:

$$V_{ro} = \frac{V_{io}}{\beta} \qquad y \qquad \beta = \frac{R_s}{R_s + R'}$$

$$\beta = \frac{R/4}{R/4 + R} = \frac{1}{5} \qquad y \qquad V_{ro} = 5\,V_{io}$$

Al conectar varias entradas (sumador) se tiene que R_s disminuye, lo mismo β y por lo tanto aumenta V_{ro}.
Es un caso desfavorable desde el punto de vista de la tensión residual de salida.
Si se agrega el efecto de la corriente de polarización se tiene:

$$V_{RoT} = V_{ro} + V'_{ro} \qquad (7.102)$$

$$V_{RoT} = \frac{V_{io}}{\beta} + I_B.R' \qquad (7.104)$$

Podemos considerar que esta tensión de salida es causada por una tensión V_{RiT} aplicada a la entrada y considerar al operacional como ideal.

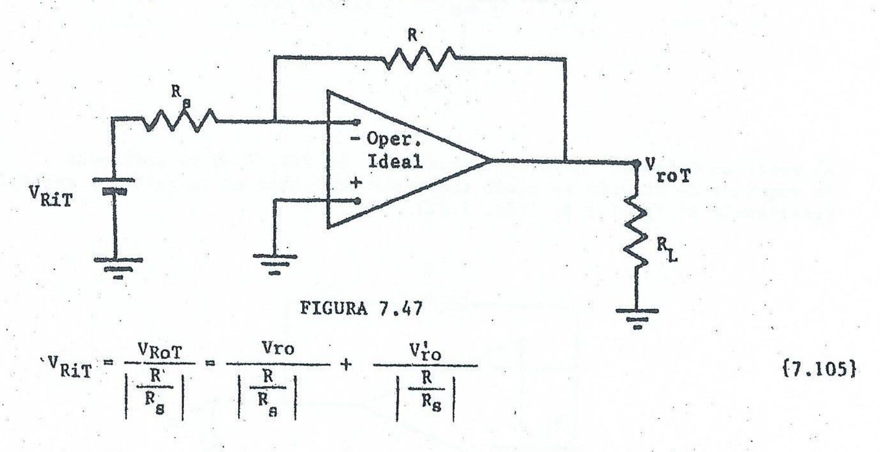


FIGURA 7.47

$$V_{RiT} = \frac{V_{RoT}}{\left|\frac{R'}{R_s}\right|} = \frac{V_{ro}}{\left|\frac{R}{R_s}\right|} + \frac{V'_{ro}}{\left|\frac{R}{R_s}\right|} \qquad (7.105)$$

Para hallar V_{RiT}, como vemos, dividimos V_{RoT} por el modulo de la ganancia del amplificador. Solo interesa el modulo pues la polaridad es aleatoria.

$$V_{RiT} = \frac{V_{io}}{\beta} \cdot \frac{R_s}{R} + I_B.R\,\frac{R_s}{R} \qquad (7.106)$$

Reemplazando β se obtiene:

$$V_{RiT} = V_{io}\left(1 + \frac{R_s}{R}\right) + I_B.R_s \qquad (7.107)$$

Si en la FIGURA 7.47 se agrega una resistencia R_2 entre el terminal $\overline{INV}$ y masa tal que $R_2 = R_s \,||\, R$ se obtiene la siguiente ecuación para V_{RiT} :

Muchos de los amplificadores operacionales tienen terminales especiales que permiten anular la tensión residual de salida V_{RoT}. El 741 tiene la posibilidad de anular su V_{RoT}, siempre que su V_{RiT} permanezca dentro de ciertos límites.
Esos límites están determinados por la especificación de rango de ajuste de la tensión residual (offset voltage adjustment range). Esta especificación para el 741 es de ± 15 mV.
Por lo tanto, deberá cumplirse que:

$$-15\ mV < V_{RIT} < 15\ mV$$

En la Fig. 7.48 se observa el circuito de ajuste del offset para el 741.

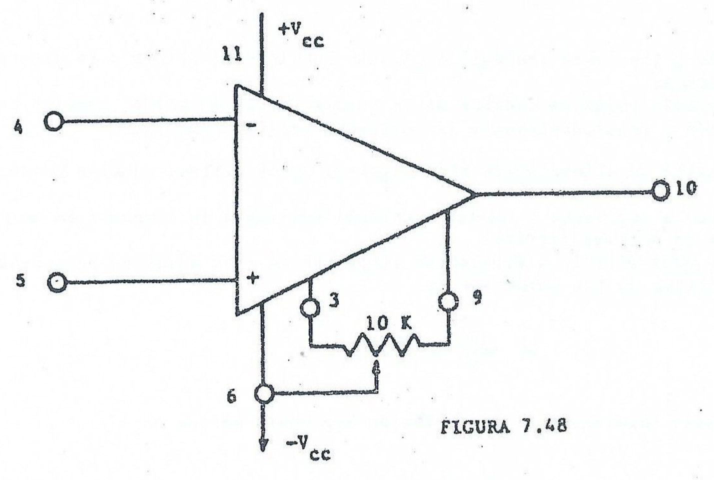


FIGURA 7.48

Entre los terminales 3 y 9 se conecta un potenciómetro de 10 KΩ cuyo cursor se conecta al terminal negativo de la fuente de alimentación.

Ejemplo:

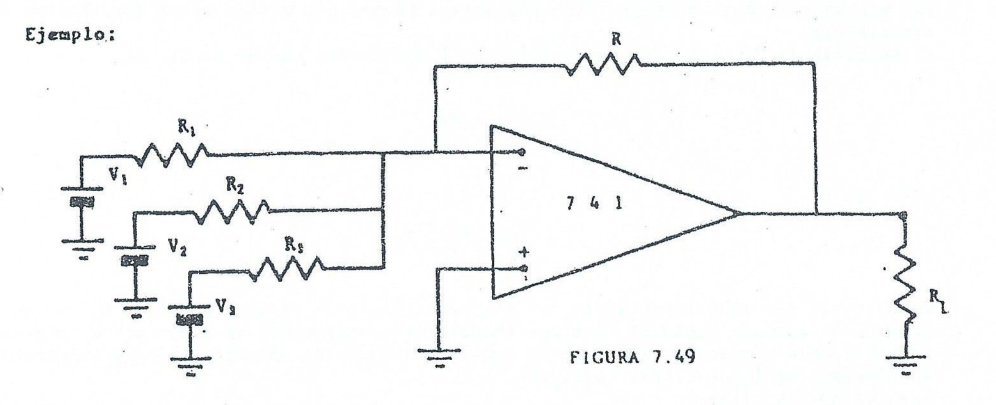


FIGURA 7.49

En la Fig. 7.49 se supone $V_1 = V_2 = V_3 = 5$ mV y $R_1 = R_2 = R_3 = R = 10$ KΩ.
Para la señal: $V_0 = -(V_1 + V_2 + V_3) = -(5 + 5 + 5)\ mV = -15\ mV$

$$V_{RiT} = V_{io}\ (1 + \frac{R_s}{R}) + I_{io} \cdot R_s \qquad (7.108)$$

$$R_s = R_1 // R_2 // R_3 = \frac{R_1}{3} = \frac{10\ K\Omega}{3} = 3{,}33\ K\Omega$$

$$\beta = \frac{R_s}{R_s + R} = \frac{3{,}33\ K\Omega}{3{,}33\ K\Omega + 10\ K\Omega} = 0{,}25$$

V_{io} MAX = 6 mV. $\qquad I_B$ MAX = 500 nA

$$V_{roT} = \frac{V_{io}}{\beta} + I_B\ R = \frac{6\ mV}{0{,}25} + 500\ nA \times 10\ K\Omega$$

$$V_{roT} = 24\ mV + 5\ mV = 29\ mV$$

Como vemos, V_{roT} es mayor, quizá, que la propia señal $V_0 = -15$ mV

Para verificar si se puede balancear el error estático V_{ro} calculamos V_{RiT}

$$V_{RiT} = V_{io}\ (1 + \frac{R_s}{R}) + I_B\ R_s = 6\ mV\ (1 + \frac{3{,}33\ K\Omega}{10\ K\Omega}) + 500\ nA \times 3{,}33\ K\Omega$$

$$V_{RiT} = 8\ mV + 1{,}67\ mV = 9{,}67\ mV$$

$$V_{RiT} < 15\ mV \text{ (se puede balancear)}$$

Como el factor más importante del error estático consiste en los 24 mV originados por V_{io}, en este caso particular es intrascendente el agregar la resistencia $R_2 = R//R_s$.

7.1.12 RELACION DE RECHAZO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION

En inglés esta especificación está indicada como POWER SUPPLY REJECTION RATIO (PSRR).
Este parámetro se define como la relación entre un cambio en la tensión residual de entrada (offset) respecto de un cambio en la tensión de la fuente de alimentación.
El PSRR para el operacional 741 es de 150 $\frac{\mu V}{V}$.

Es decir que un cambio de un volt en la fuente de alimentación origina un cambio en V_{io} de 150 µV.

$V_{io}^{+} = PSRR\ \Delta V_{CC}$, en donde V_{io}^{+} indica el cambio producido en V_{io} debido al cambio de tensión V_{CC} de la fuente positiva del operacional.

$V_{io}^{-} = PSRR\ \Delta V_{EE}$, en donde V_{io}^{-} indica el cambio de V_{io} debido al cambio de tensión V_{EE} de la fuente negativa del operacional.

$$V_{io}^{+} = PSRR\ \Delta V_{CC} \qquad [7.109]$$

$$V_{io}^{-} = PSRR\ \Delta V_{EE} \qquad [7.110]$$

y el cambio total de V_{io} es:

$$V_{io} = V_{io}^{+} + V_{io}^{-} \qquad [7.111]$$

Si el cambio de V_{CC} y de V_{EE} es de 0,5 V, resulta:

$$V_{io}^{+} = 150\ \frac{\mu V}{V}\ .\ 0{,}5\ V = 75\ \mu V$$

$$V_{io}^{-} = 150\ \frac{\mu V}{V}\ .\ 0{,}5\ V = 75\ \mu V$$

$$V_{io} = 75\ \mu V + 75\ \mu V = 150\ \mu V$$

El fabricante del operacional generalmente mide el mismo a una determinada frecuencia, pero rara vez la misma aparece en la hoja de datos.
Se puede analizar el efecto del ripple de la fuente de alimentación por medio del parámetro PSRR. Conocida la Vripple de la fuente, se obtiene:

$$V_{io_{ef}} = V_{ripple}\ .\ PSRR \qquad [7.112]$$

Y la acción a la salida está dada por $V_{ro} = \frac{V_{io}}{\beta}$ [7.113]

Si la fuente tiene una Vripple = 0,1 V_{ef} y el PSRR = 20 $\frac{\mu V}{V}$, y el operacional es un amplificador inversor de ganancia 1000, se tiene:

$$V_{io_{ef}} = 0{,}1\ V_{ef}\ .\ 20\ \frac{\mu\ V_{ef}}{V_{ef}} = 2\ \mu V_{ef}$$

$$\beta = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 1 + 1000 = 1001$$

$$\therefore\quad V_{oef} = \frac{V_{ioef}}{\beta} = 1001\ .\ 2\ \mu\ V_{ef} = 2002\ \mu V_{ef} \simeq 2\ mV_{ef}$$

El que este ripple en la salida del operacional pueda causar problemas depende de la magnitud de la señal de salida. Los efectos del PSRR se pueden disminuir de la siguiente forma: eligiendo amplificadores operacionales que tengan una especificación pequeña del PSRR, aumentando la señal de entrada, disminuyendo la ganancia del circuito, usando fuentes de alimentación mejor reguladas y con menor ripple.

7.1.13 DERIVAS (DRIFT)

Las corrientes y tensiones residuales cambian con la temperatura a la que está sometido el operacional.
Además, si también varía la tensión de la fuente de alimentación, cambian la corriente de polarización y consecuentemente la corriente residual (offset).

Usando una fuente de alimentación bien regulada estos últimos cambios pueden ser eliminados.
Los cambios en la corriente y tensión residual debidos a la temperatura se conocen con el nombre de derivas (drift).
Las derivas pueden diferir a diferentes temperaturas. Por ejemplo, para bajas temperaturas, la deriva de V_{io} puede ser de

$$30\ \frac{\mu V}{°C} \quad \text{(aumento)}$$

y para las altas temperaturas, la deriva de V_{io} puede ser de

$$-\ \frac{8\ \mu V}{°C} \quad \text{(disminución)}$$

Por eso generalmente se especifica una deriva promedio o máxima entre dos límites de temperatura.
El operacional 301 presenta entre 25 y 75 °C una deriva máxima de I_{io} de

$$0{,}3\ \frac{nA}{°C}$$

y de V_{io} de

$$30\ \frac{\mu V}{°C}$$

Consultando las especificaciones, se tiene: coeficiente térmico promedio de la corriente de entrada residual (average temperature coefficient of input offset current) y coeficiente térmico promedio de la tensión residual de entrada (average temperature coefficient of input offset voltage).
Para el 301 se tiene:

$$\left(\frac{\Delta I_{io}}{\Delta T}\right) = 0{,}01 \ \frac{nA}{°C} \ \text{(típico)}$$

$$\left(\frac{\Delta I_{io}}{\Delta T}\right) = 0{,}3 \ \frac{nA}{°C} \ \text{(máximo)}$$

$$\left(\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}\right) = 6 \ \frac{\mu V}{°C} \ \text{(típico)}$$

$$\left(\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}\right) = 30 \ \frac{\mu V}{°C} \ \text{(máximo)}$$

Las tensiones residuales de salida, como ya hemos visto, se pueden minimizar usando un resistor de compensación en serie con la entrada INV y ajustando Vro_T con el correspondiente potenciómetro, siguiendo las indicaciones de la hoja de datos del fabricante del operacional. Este procedimiento por el cual se minimiza el error estático Vro_T se realiza a una determinada temperatura. Por lo tanto, la tensión residual de salida será otra para otra temperatura que adquiera el operacional.

Por ejemplo, si el procedimiento de ajuste se realizó a 25 °C y luego la temperatura aumenta hasta 75 °C, aparecerá una $\Delta \, Vro_T$ debido a la deriva. Analicemos la situación para el operacional 301.

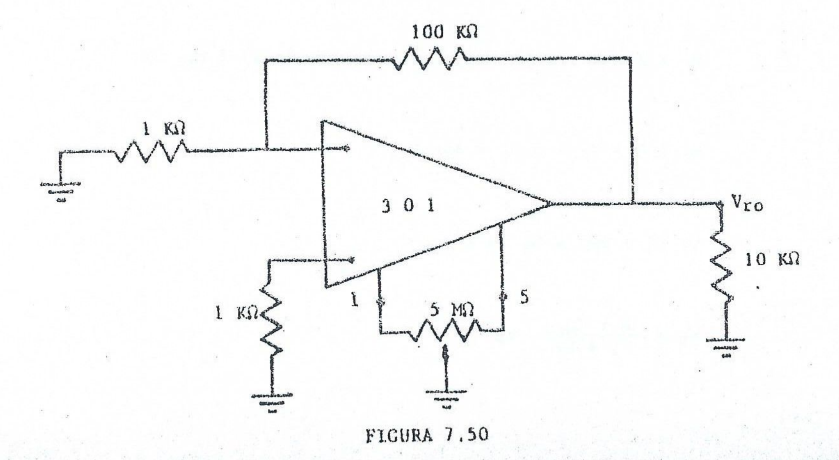


FIGURA 7.50

Para 25 °C se ajusta el potenciómetro de 5 MΩ hasta lograr que $V_{ro} = 0$. Para 75 °C se tiene:

$$\Delta V_{io} = \left(\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}\right) . \Delta T \qquad \{7.114\}$$

$$\Delta V_{io} = \pm 30 \ \frac{\mu V}{°C} \ . \ (75 \ °C - 25 \ °C) = \pm 1{,}5 \ mV$$

$$\Delta V_{ro} = \Delta V_{io} \left(1 + \frac{R'}{R_s}\right) \qquad \{7.115\}$$

$$\Delta V_{ro} = \pm 1{,}5 \ mV \ (1 + 100) \simeq \pm 150 \ mV$$

Por otra parte:

$$\Delta I_{io} = \left(\frac{\Delta I_{io}}{\Delta T}\right) . \Delta T \qquad \{7.116\}$$

$$\Delta I_{io} = \pm \frac{0{,}3 \ nA}{°C} \ . \ 50 \ °C = \pm 15 \ nA$$

$$\Delta V''_{ro} = R' \ \Delta I_{io} \qquad \{7.117\}$$

$$\Delta V''_{ro} = \pm 100 \ K\Omega \ . \ 15 \ nA = \pm 1{,}5 \ mV$$

$$\Delta V_{roT} = \Delta V_{ro} + \Delta V''_{ro} \qquad \{7.118\}$$

$$\Delta V_{roT} = \pm 150 \ mV \pm 1{,}5 \ mV$$

Los peores cambios ocurren para:

$$\Delta \ V_{ro_T} = \pm 151{,}5 \ mV$$

Para el 741 se tienen las siguientes especificaciones:

$$\left(\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}\right) = 15 \frac{\mu V}{°C} \quad y \quad \left(\frac{\Delta I_{io}}{\Delta T}\right) = 0{,}5 \frac{nA}{°C}$$

Para disminuir los efectos de la deriva se pueden elegir operacionales de baja deriva o proyectar para pequeñas variaciones de temperatura sobre el operacional.

7.1.14 RELACION DE RECHAZO DE MODO COMUN

Cuando el operacional trabaja como amplificador inversor la tensión de modo común de entrada es nula y en este caso no interesa el valor de CMRR del operacional. En la Figura 7.51 se observa este caso:

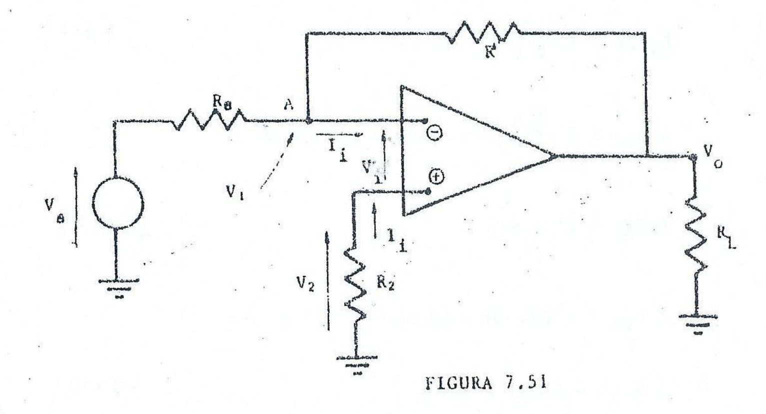


FIGURA 7.51

Siendo $I_i \approx 0$ y $V_i \approx 0$ resulta A una tierra virtual. Por lo tanto la caída $V_1 = 0$ y lo mismo la caída $V_2 = 0$ sobre R_2. Por lo tanto:

$$V_c = \frac{V_1 + V_2}{2} = \frac{0 + 0}{2} = 0 \qquad (7.119)$$

Siendo V_c la tensión de entrada de modo común.

Cuando el operacional trabaja como amplificador no inversor, la tensión de modo común es la excitación (ver Fig. 7.52)

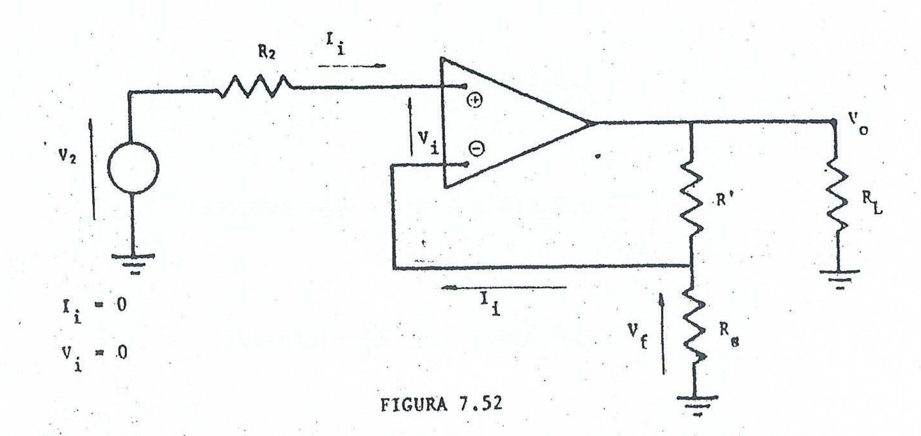


FIGURA 7.52

Como no se tiene caída sobre R_2 la tensión de excitación V_2 está aplicada en la entrada INV.

Como $V_i \approx 0$, resulta $V_f = V_2$. V_f es la tensión aplicada en la entrada inversora. Por lo tanto, la tensión de entrada de modo común V_c es:

$$V_c = \frac{V_2 + V_f}{2} = \frac{V_2 + V_2}{2} = V_2 \qquad (7.120)$$

En el circuito de la Fig. 7.52, se tiene:

$$V_0 = A\, V_i + A_{vc}\, V_c = A_{vc}\, V_2 + A\, V_i \qquad (7.121)$$

$$V_0 = A\,(V_2 - V_f) + A_{vc}\, V_2 = A\,(V_2 - \beta\, V_0) + A_{vc}\, V_2 \qquad (7.122)$$

$$V_0 + \beta\, A\, V_0 = A\, V_2 + A_{vc}\, V_2 \qquad (7.123)$$

$$V_0\,(1 + \beta A) = V_2\,(A + A_{vc}) \qquad (7.124)$$

$$V_0 = \frac{A + A_{vc}}{1 + \beta A}\, V_2 \qquad (7.125)$$

$$V_0 = \frac{A + A_{VC}}{\beta A\ (1 + \frac{1}{\beta A})}\ V_2 \qquad (7.126)$$

$$V_0 = \frac{A + A_{VC}}{\beta A\ (1 + \varepsilon)}\ V_2 \qquad (7.127)$$

Para $\varepsilon \to 0$ se tiene:

$$V_0 = \frac{A + A_{VC}}{\beta A}\ V_2 = \frac{1}{\beta}\ (1 + \frac{A_{VC}}{A})\ .\ V_2 \qquad (7.128)$$

La relación de rechazo de modo común se define como la relación entre la ganancia diferencial A y la ganancia de modo común A_{VC}.

$$CMRR = \frac{A}{A_{VC}} \qquad (7.129)$$

$$V_0 = \frac{R_s + R'}{R_s}\ .\ (1 + \frac{1}{CMRR})\ .\ V_2 \qquad (7.130)$$

$$V_0 = \frac{R_s + R'}{R_s}\ .\ (V_2 + \frac{V_2}{CMRR}) \qquad (7.131)$$

La ecuación (7.131) nos lleva al siguiente circuito:

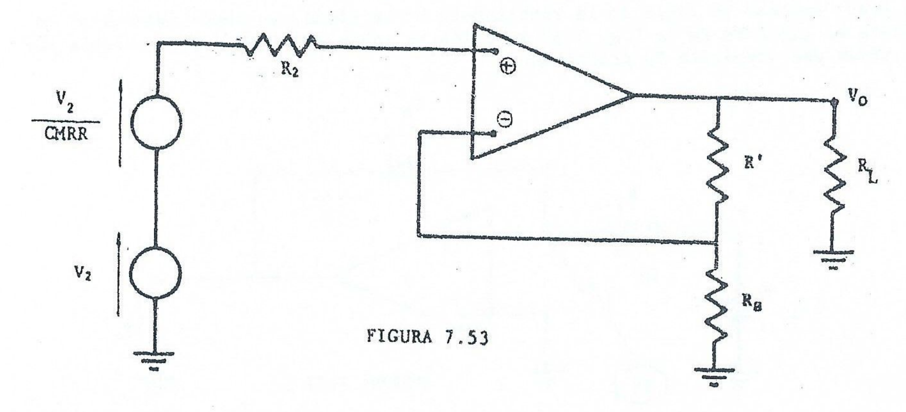
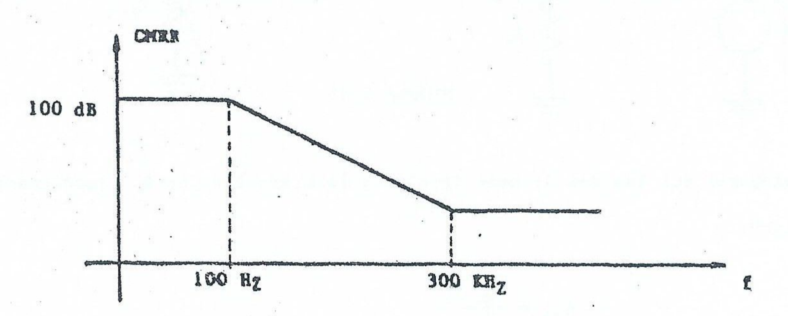


FIGURA 7.53

En este circuito se considera que el operacional tiene un CMRR = ∞ (ideal).
El efecto de la relación de rechazo de modo común se tiene en cuenta por medio del generador de error:

$$\frac{V_2}{CMRR}$$

Las hojas de datos especifican generalmente el valor de CMRR con uno o dos números que representan el valor típico y mínimo de CMRR para la continua.
Algunas hojas de datos proporcionan curvas de CMRR en función de la frecuencia. Se muestra en la Fig. 7.54 para el 301:



El valor de CMRR puede mejorarse eligiendo un operacional que posea un mayor CMRR para la continua o bien eligiendo un operacional que posea un alto valor de CMRR en el rango de frecuencias que se usa en el circuito.

Ejemplo: En la Fig. 7.53 se supone que se excita con V_2 senoidal y de frecuencia 10 Hz. El operacional es un 301 y $R' = 10\ K\Omega$ y $R_s = 1\ K\Omega$. La amplitud de $V_2 = 1$ Volt. El CMRR (gráfico 7.54) es 100 dB → 10^5.

De acuerdo con la ecuación (7.131) se tiene:

$$V_0 = \frac{R_s + R'}{R_s}\ (V_2 + \frac{V_2}{CMRR}) = 11\ (1 + \frac{1}{10^5}) = 11{,}00011\ V$$

Si el CMRR = ∞ resulta V_0 = 11 Volt

Conservando el mismo ejemplo pero analizando para una frecuencia de excitación de 10 KHz, se obtiene un CMRR = 60 dB → 10^3.

$$V_0 = 11\ (1 + \frac{1}{10^3}) = 11{,}011\ V$$

Se ve cómo la salida está más afectada que antes por la tensión de entrada de modo común.

Se puede medir el CMRR por medio de un amplificador operacional diferencial.

Se ve en el circuito de la Fig. 7.55:

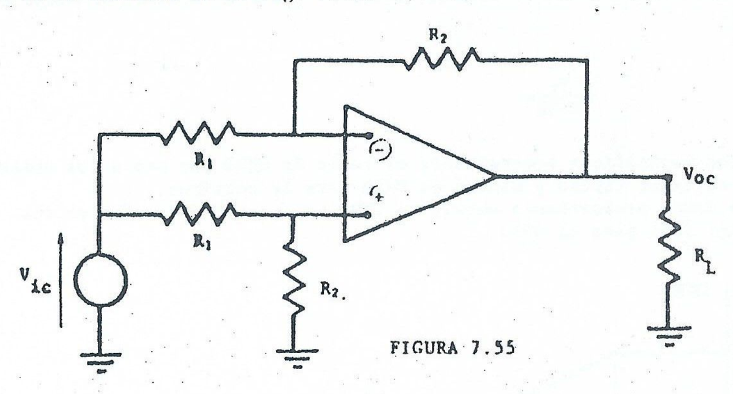


FIGURA 7.55

Se debe asegurar que las dos R_2 sean iguales y lo mismo las dos R_1 (midiendolas).

En este caso:

$$A_{vd} = \frac{R_2}{R_1} \qquad (7.132)$$

Se calcula A_{vd}.

Se puede hacer $R_1 = 100\ \Omega$ y $R_2 = 100\ K\Omega$.

$$A_{vd} = 1000$$

Por otra parte el circuito de la Fig. 7.55 tiene $V_d = 0$ y la salida es toda de modo común (V_{oc}):

$$A_{vc} = \frac{V_{oc}\ (\text{medido})}{V_{ic}\ (\text{medido})} \qquad (7.133)$$

Supongamos que de la medición resulta $A_{vc} = 0,1$.

Luego se hace:

$$CMRR = \frac{A_{vd}}{A_{vc}} = \frac{1000}{0,1} = 10.000$$

$$CMRR = 80\ dB$$

7.1.15 APLICACIONES

7.1.16 CONVERTIDORES TENSION-CORRIENTE (CARGA FLOTANTE)

Se puede observar el circuito básico en la Fig. 7.56

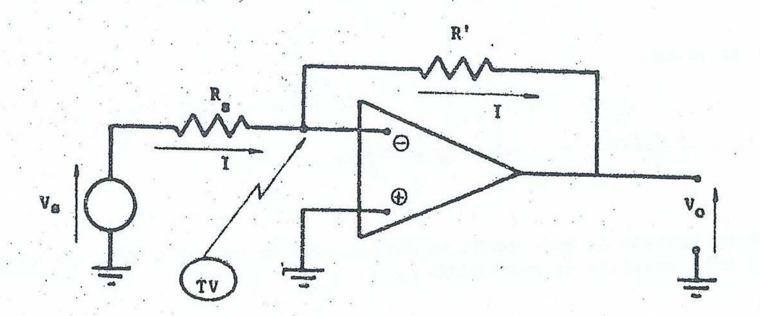


FIGURA 7.56

$$I = \frac{V_s}{R_s} \qquad (7.134)$$

La corriente I que circula por R' (carga flotante) no depende del valor de R'. De acuerdo con la ecuación (7.134) depende de los valores de V_s y R_s.
Se puede expresar que:

$$I = K\ V_s \qquad (7.135)$$

siendo la constante de proporcionalidad

$$K = \frac{1}{R_s} \qquad (7.136)$$

Se puede colocar en lugar de la resistencia R' un diodo. Se puede determinar mediante el circuito de la Fig. 7.57 la caída V_D sobre el diodo cuando circula por el mismo una corriente I_D prefijada.

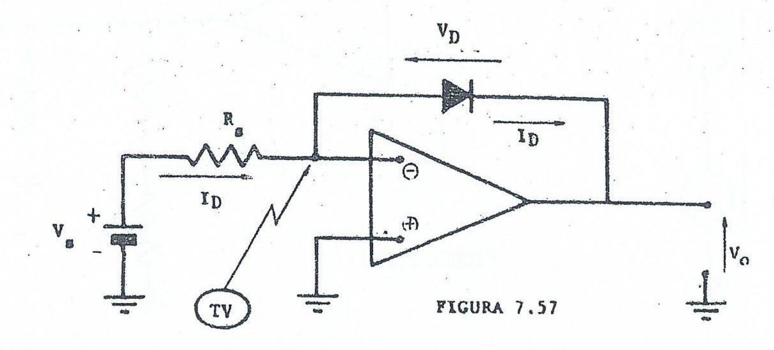


FIGURA 7.57

Sea $V_s = 1,5$ V y $R_s = 1,5$ KΩ

Por lo tanto: $I_D = \frac{V_s}{R_s} = \frac{1,5 \text{ V}}{1,5 \text{ K}\Omega} = 1$ mA (corriente prefijada)

Se quiere conocer el valor de V_D para la corriente $I_D = 1$ mA

Aplicando la ecuación de una malla se tiene:

$$V_D + V_O = 0 \quad \therefore \quad V_D = - V_O \tag{7.137}$$

Se mide V_O con un instrumento de continua. Se obtiene, por ejemplo, $V_O = - 620$ mV (El amplificador es inversor, por lo tanto la tensión V_O es opuesta a V_s).

Entonces: $V_D = - V_O = - (- 620 \text{ mV}) = 620$ mV

Por medio del circuito de la Fig. 7.58 se puede medir la tensión de referencia de un diodo zenner.

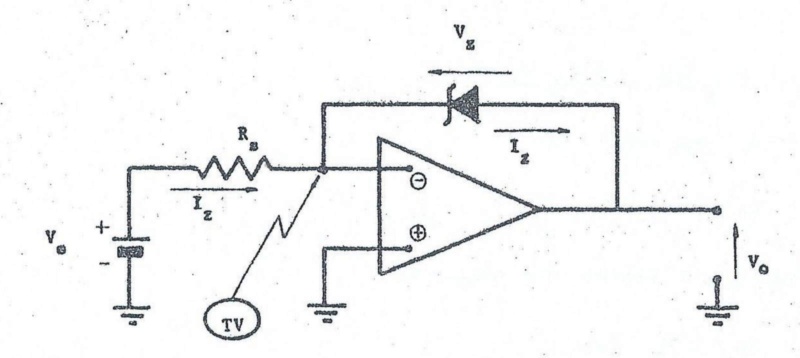


FIGURA 7.58

Se puede hacer $I_Z = \frac{V_S}{R_S} = 5$ mA

Como $V_Z + V_O = 0$ resulta $V_Z = - V_O$

Si se mide $V_O = - 5,3$ V resulta:

$V_Z = 5,3$ V (tensión de referencia)

También se puede usar como convertidor tensión-corriente el circuito básico de la Fig. 7.59 (amplificador no inversor).

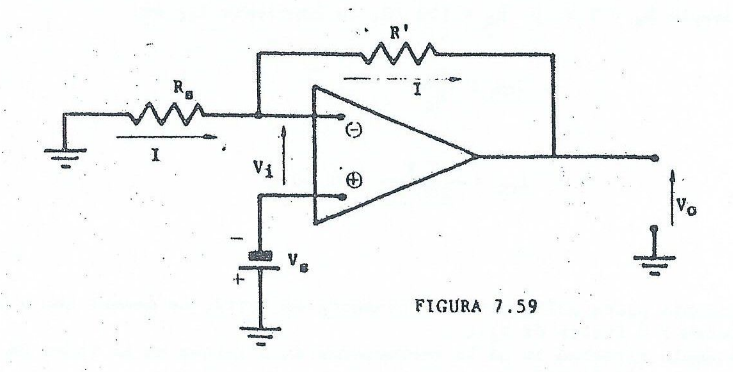


FIGURA 7.59

Como $V_i = 0$ la tensión V_s está aplicada solo a R_s. Por lo tanto:

$$I = \frac{V_s}{R_s} \tag{7.134}$$

Por lo tanto I es independiente del valor de R' (carga flotante). Aunque cambiemos el valor de R' no cambia el valor de I que circula por R'.
Se hace notar que el generador V_s "ve" una resistencia de entrada muy alta; ya que V_s está conectada a la entrada no inversora.

En la Fig. 7.60 se ve una aplicación del circuito anterior. Se obtiene un voltímetro de continua de alta resistencia de entrada.

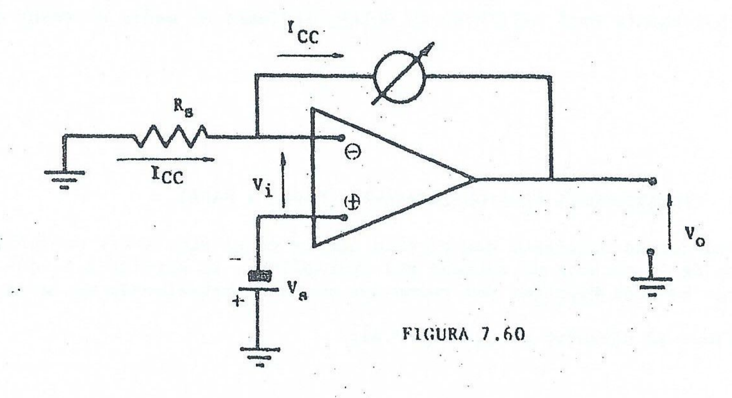


FIGURA 7.60

En lugar del resistor R' se coloca un miliamperímetro o un microamperímetro.

Si por ejemplo $V_s = 7\ V$ y $R_s = 100\ K\Omega$, la corriente I_{cc} es:

$$I_{cc} = \frac{V_s}{R_s} \tag{7.134}$$

$$I_{cc} = \frac{7\ V}{100\ K} = 70\ \mu A$$

El instrumento puede calibrarse directamente en Volts, de manera que a 70 µA le correspondan 7 V (valor de V_s).
Si por ejemplo circulan 50 µA le corresponderán 5 V (que es el valor de V_s que provoca una I_{cc} de 50 µA).

El microamperímetro que se está usando tiene un alcance de 100 µA. Se desea que pueda medir con ese alcance tensiones continuas (V_s) de hasta 10 V. Se puede determinar el valor de R_s que permite que ocurra lo anterior.

Debe ser:

$$R_s = \frac{V_s}{I_{cc}} \tag{7.138}$$

$$R_s = \frac{10\ V}{100\ \mu A} = 100\ K\Omega$$

Se debe colocar un resistor R_s de 100 KΩ para conseguir que con un microamperímetro de alcance de 100 µA se puede medir a fondo de la escala 10 V de continua.

Si el instrumento está calibrado en Volts, indicará al medir, el valor de V_s.

7.1.17 CONVERTIDORES TENSION-CORRIENTE (CARGA A MASA)

Se busca que la corriente que circula por la carga (que tiene un terminal a masa) dependa de la tensión de entrada del operacional. La corriente I_L que circula por la carga no debe depender del valor que posea la resistencia de carga R_L.

Analicemos el circuito de la Fig. 7.61:

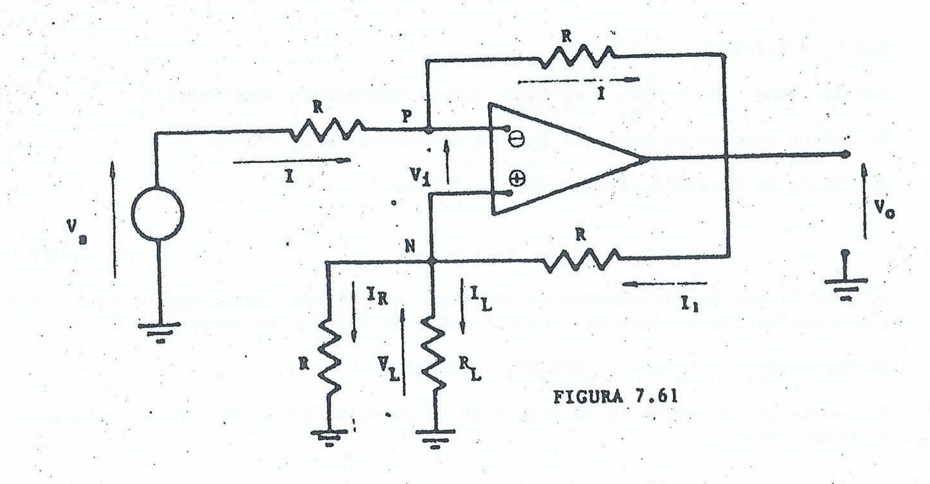


FIGURA 7.61

$$I = \frac{V_s - V_{PT}}{R} = \frac{V_{PT} - V_O}{R} \tag{7.139}$$

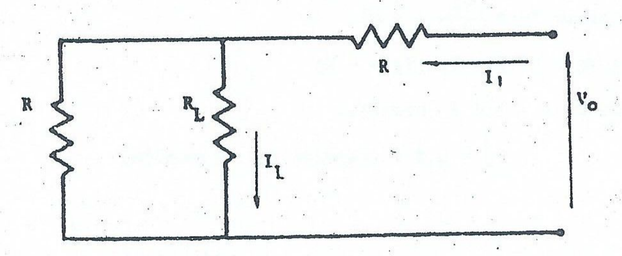
$$\therefore\ V_s - V_{PT} = V_{PT} - V_O \tag{7.140}$$

$$\therefore\ V_O = 2\ V_{PT} - V_s \tag{7.141}$$

Como $V_i = 0$ resulta $V_{PT} = V_{NT} = V_L$ (7.142)

$$\therefore\ V_O = 2\ V_L - V_s \tag{7.143}$$

Se analiza el siguiente divisor de corriente (Fig. 7.62):



$$I_L = \frac{R}{R + R_L} \; I_1 \qquad (7.144)$$

$$I_1 = \frac{V_0}{R + \frac{R\,R_L}{R + R_L}} \qquad (7.145)$$

Reemplaza (7.145) en la (7.144) :

$$I_L = \frac{R}{R + R_L} \cdot \frac{V_0}{R + \frac{R\,R_L}{R + R_L}} \qquad (7.146)$$

$$I_L = \frac{R}{R + R_L} \cdot \frac{R + R_L}{R\,(R + R_L) + R\,R_L} \cdot V_0 \qquad (7.147)$$

$$\therefore \quad I_L = \frac{V_0}{R + 2\,R_L} \qquad (7.148)$$

$$\therefore \quad V_0 = I_L\,(R + 2\,R_L) \qquad (7.149)$$

Reemplazando en la ecuación (7.149) V_0 por la ecuación (7.143):

$$2\,V_L - V_s = I_L\,(R + 2\,R_L) \qquad (7.150)$$

$$V_L = I_L\,R_L \qquad (7.151)$$

Reemplazamos ésta en la ecuación (7.150):

$$2\,I_L\,R_L - V_s = I_L\,R + 2\,I_L\,R_L \qquad (7.152)$$

$$\therefore \; - V_s = I_L\,R \qquad (7.153)$$

$$\therefore \; I_L = - \frac{V_s}{R} \qquad (7.154)$$

De esta ecuación se obtiene que I_L depende de V_s y no depende de R_L. El sentido de I_L es opuesto al indicado en la Fig. 7.61 (Signo menos de la (7.154)).

Ejemplo: sea V_s = 1 V, R y R_L = 1 KΩ

De la ecuación (7.154) se obtiene:

$$I_L = - \frac{V_s}{R} = \frac{-1\ V}{1\ K\Omega} = -1\ mA$$

El sentido de I_L es opuesto al indicado en la figura 7.61 y 7.62.

De la ecuación (7.151) se obtiene:

$$V_L = I_L\,R_L = -1\ mA\ .\ 1\ K\Omega = -1V$$

El sentido de V_L es opuesto al indicado en la Fig. 7.61.

De la ecuación (7.139) se obtiene:

$$I = \frac{V_s - V_{PT}}{R} = \frac{V_s - V_L}{R} = \frac{1\ V + 1\ V}{1\ K\Omega} = 2\ mA$$

El sentido de I coincide con el indicado en la Fig. 7.61.

$$I_R = \frac{V_L}{R} = \frac{-1\ V}{1\ K\Omega} = -1\ mA$$

El sentido de I_R es opuesto al indicado en la Fig. 7.61.

$$I_1 = I_R + I_L = -1\ mA + (-1\ mA) = -2\ mA$$

En sentido de I_1 es opuesto al indicado en la Fig. 7.61.

De la ecuación (7.143) se obtiene:

$$V_0 = 2\,V_L - V_s = 2\,(-1\ V) - 1\ V = -3\ V$$

El sentido de V_0 es opuesto al indicado en la Fig. 7.61.

El circuito de la Fig. 7.61 (entrada inversora) establece una corriente I_L sobre la carga que circula desde masa hacia arriba (Fig. 7.63)

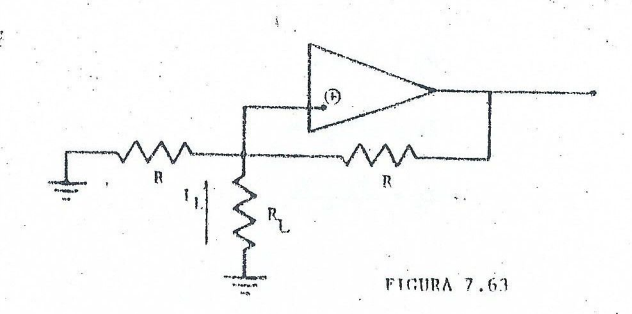


FIGURA 7.63

El siguiente circuito establece una corriente I_L sobre la carga que circula desde el punto N hacia abajo.

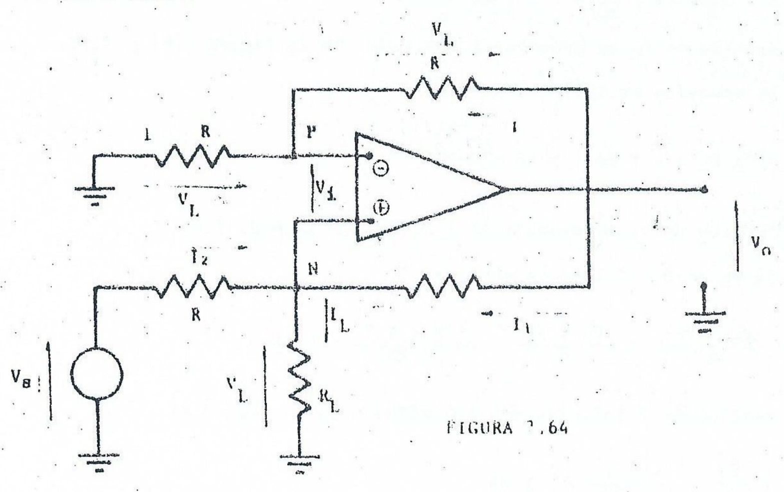


FIGURA 7.64

Como $V_i = 0$, la tensión V_L está aplicada sobre R, entre masa y el punto P.

$$I = \frac{V_L}{R} \tag{7.155}$$

Sobre la resistencia R ubicada entre P y la salida, también circula la misma corriente I ($I_i = 0$).
Por lo tanto, sobre esta resistencia la caída de tensión también es V_L.
De la ecuación de la malla que contiene a las dos resistencias R y a la salida V_0, se obtiene:

$$2\,V_L - V_0 = 0 \tag{7.156}$$

$$\therefore \quad V_0 = 2\,V_L \tag{7.157}$$

Analizando el nodo N se obtiene:

$$I_L = I_1 + I_2 \tag{7.158}$$

$$I_1 = \frac{V_0 - V_L}{R} \tag{7.159}$$

$$I_2 = \frac{V_s - V_L}{R} \tag{7.160}$$

Reemplazando la (7.159) y la (7.160) en la (7.158) se obtiene:

$$I_L = \frac{V_0 - V_L}{R} + \frac{V_s - V_L}{R} \tag{7.161}$$

$$I_L = \frac{V_0 + V_s - 2\,V_L}{R} \tag{7.162}$$

Reemplazando la (7.157) en la (7.162) se tiene:

$$I_L = \frac{2\,V_L + V_s - 2\,V_L}{R} \tag{7.163}$$

$$\therefore \quad I_L = \frac{V_s}{R}$$

El sentido de la corriente I_L coincide con el indicado en la Fig. 7.64.

Ejemplo: Sea $V_s = 3$ V, $R = 1$ KΩ y $R_L = 0{,}5$ KΩ

$$I_L = \frac{V_s}{R} = \frac{3\text{ V}}{1\text{ K}\Omega} = 3\text{ mA}$$

$$V_L = I_L . R_L = 3\text{ mA} \,.\, 0{,}5\text{ K}\Omega = 1{,}5\text{ V}$$

$$V_0 = 2\,V_L = 3\text{ V}$$

$$I = \frac{V_L}{R} = \frac{1{,}5\text{ V}}{1\text{ K}\Omega} = 1{,}5\text{ mA}$$

$$I_1 = \frac{V_0 - V_L}{R} = \frac{3\text{ V} - 1{,}5\text{ V}}{1\text{ K}\Omega} = 1{,}5\text{ mA}$$

$$I_2 = \frac{V_s - V_L}{R} = \frac{3\text{ V} - 1{,}5\text{ V}}{1\text{ K}\Omega} = 1{,}5\text{ mA}$$

7.1.17 CONVERTIDORES CORRIENTE-TENSION

Se puede analizar el circuito de la Fig. 7.65

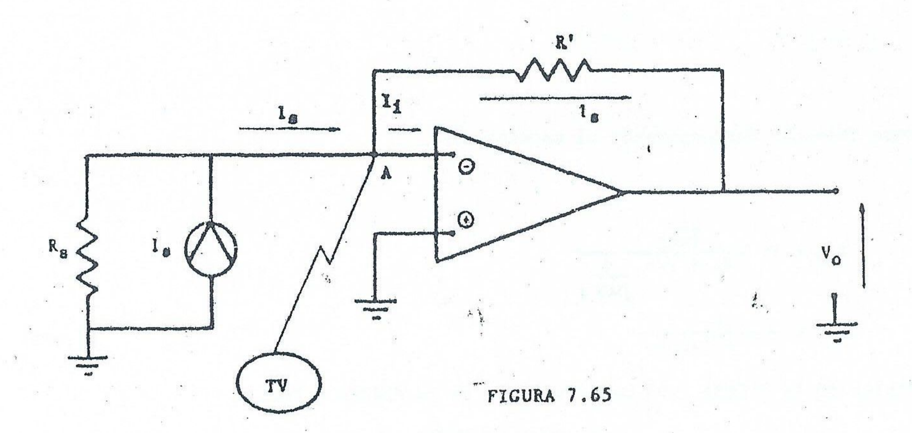


FIGURA 7.65

La corriente I_s circula hacia el punto A (tierra virtual) y no hacia R_s.
Al ser $I_i = 0$ la corriente I_s circula por R'.
Por lo tanto:

$$V_0 = - I_s R' \qquad \{7.165\}$$

$V_0 = K I_s$ donde $K = - R'$

La ecuación {7.165} muestra cómo se convierte la corriente del generador I_s en una tensión en la salida.

Este circuito se emplea para medir la corriente de cortocircuito de transductores de alta impedancia (Fig. 7.66).

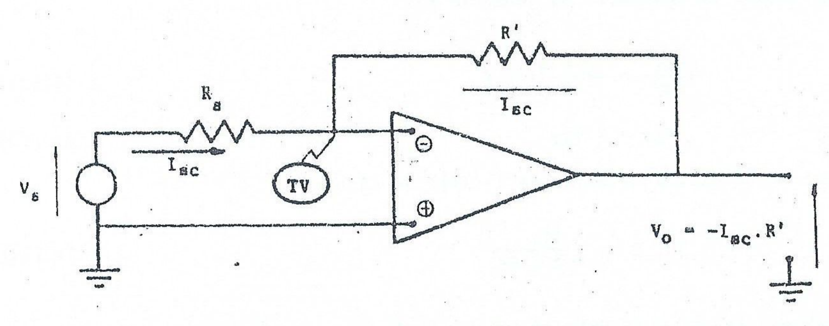


FIGURA 7.66

$$I_{sc} = \frac{V_s}{R_s} \qquad \{7.166\}$$

El norton equivalente es:

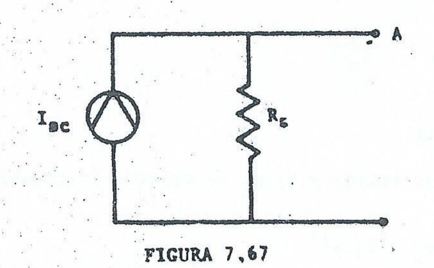


FIGURA 7.67

Esto nos lleva al circuito de la FIGURA 7.65

y $V_o = - I_s . R'$

$V_o = - I_{sc} . R'$

Se mide V_o y luego se obtiene:

$$I_{sc} = - \frac{V_o}{R'} \qquad \{7.167\}$$

Ejemplo: V_o (medido) = - 0,5 V y R' = 10 K

Se tiene que: $I_{sc} = \frac{-V_o}{R'}$

$I_{sc} = \frac{0,5 \text{ V}}{10 \text{ K}\Omega} = 50 \ \mu\text{A}$

Si se pretende medir la corriente de cortocircuito del transductor con un microamperímetro, se alteraría el resultado (50 μA) por la resistencia que incluye el instrumento en el circuito. FIGURA 7.68.

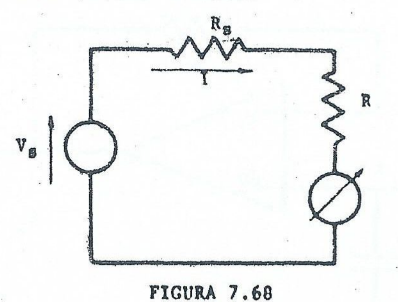


FIGURA 7.68

De la FIGURA 7.68:

$$I = \frac{V_s}{R_s + Rinst.} \qquad (7.168)$$

mientras que:

$$I_{sc} = \frac{V_s}{R_s} \qquad (7.169)$$

7.1.18 DEFASADOR

Si V_o es la tensión de salida y V_1 es la tensión de entrada se busca que:

$$V_o = V_1 . e^{j\phi} \qquad (7.170)$$

Para ello se puede utilizar el circuito de la FIGURA 7.68.

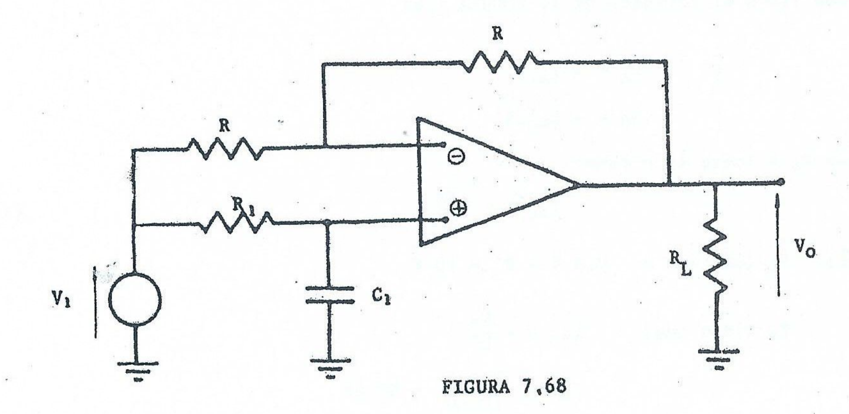


FIGURA 7.68

Lo resolvemos por superposición.
Suponemos V_1 aplicada a través de R_1,C_1 alterminal posirivo.(FIGURA 7.69).

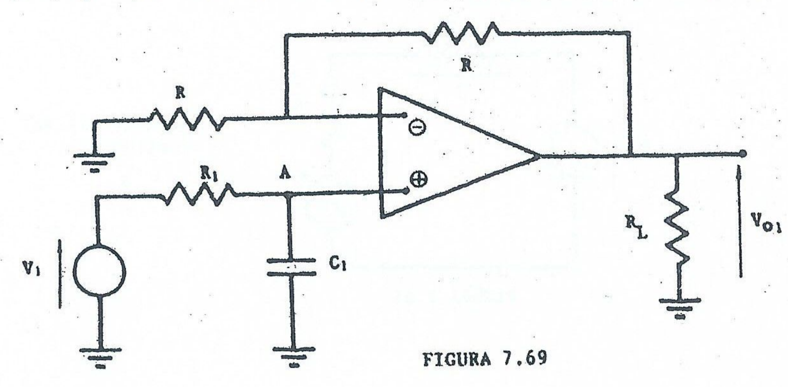


FIGURA 7.69

Aplicamos Thevenin desconectando el terminal $\overline{INV}$.
Queda:

$$V_{AT} = V_1 \frac{\frac{1}{jwc_1}}{R_1 + \frac{1}{jwc_1}}$$

$$V_{AT} = \frac{V_1}{1 + jwc_1R_1} \qquad (7.171)$$

El circuito de la FIGURA 7.69 se transforma en la FIGURA 7.70.

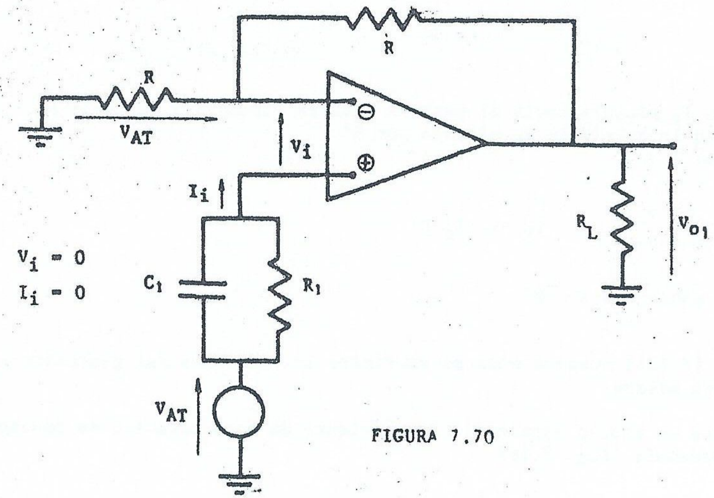


FIGURA 7.70

Es un amplificador no inversor. Su ganancia es:

$$\frac{V_{o1}}{V_{AT}} = \frac{R + R}{R} = 2 \qquad (7.172)$$

$$V_{o1} = 2\ V_{AT} \qquad (7.173)$$

Reemplazando en la última ecuación la (7.171) se tiene:

$$V_{o1} = \frac{2V_1}{1 + jwc_1R_1} \qquad (7.174)$$

Suponemos,ahora, que V_1 esta aplicada a traves de R al terminal INV.FIGURA 7.71.

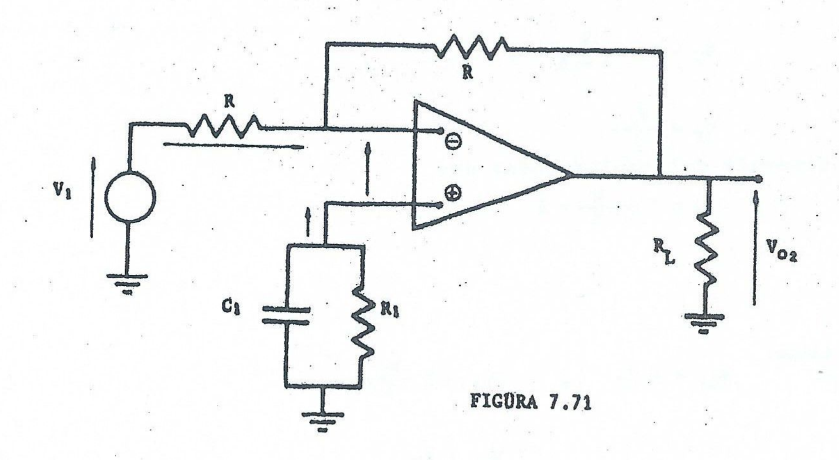


FIGURA 7.71

Se tiene en la FIGURA 7.71 un amplificador inversor de ganancia unitaria. Por lo tanto:

$$V_{O2} = -V_1 \qquad (7.175)$$

Superponiendo efectos:

$$V_O = V_{O1} + V_{O2} \qquad (7.176)$$

Reemplazando en (7.176) las ecuaciones (7.174) y (7.175) se tiene:

$$V_O = \left(\frac{2V_1}{1 + jwc_1R_1} - V_1\right) \qquad (7.177)$$

$$V_O = V_1\left(\frac{2}{1 + jwc_1R_1} - 1\right) \qquad (7.178)$$

$$V_O = V_1 \frac{2 - 1 - jwc_1R_1}{1 + jwc_1R_1} \qquad (7.179)$$

$$V_O = V_1 \frac{1 - jwc_1R_1}{1 + jwc_1R_1} \qquad (7.180)$$

$$V_O = V_1 \frac{\sqrt{1 + w^2c_1{}^2R_1{}^2}\,.\,e^{j\phi_1}}{\sqrt{1 + w^2c_1{}^2R_1{}^2}\,.\,e^{j\phi_2}} \qquad (7.181)$$

$$V_O = V_1 \frac{e^{j\phi_1}}{e^{j\phi_2}} \qquad (7.182)$$

Donde:

$$\phi_1 = -\text{ arc tg }(w\,c_1\,R_1) \qquad (7.183)$$

$$\phi_2 = \text{arc tg }(w\,c_1\,R_1) \qquad (7.184)$$

De la ecuación (7.182) surge

$$V_O = V_1\, e^{j\phi_1}.e^{-j\phi_2}$$

$$V_O = V_1\, e^{j(\phi_1 - \phi_2)} \qquad (7.185)$$

$$\Theta = \phi_1 - \phi_2 \qquad (7.186)$$

Reemplazando en la última ecuación, las ecuaciones (7.183) y (7.184) se obtiene :

$$\Theta = -\text{ arc tg}(w\,c_1\,R_1) - \text{arc tg}(w\,c_1\,R_1) \qquad (7.187)$$

$$\Theta = -\,2\text{ arc tg}(w\,c_1\,R_1) \qquad (7.188)$$

Y finalmente:

$$V_O = V_1\, e^{j\Theta}$$

$$V_O = V_1\, e^{-j\,2\text{arc tg }(w\,c_1\,R_1)} \qquad (7.189)$$

Si:

$c_1 = 0{,}01\ \mu F$, $R_1 = 10\ K\Omega$, $V_1 = 1\ V$ y $f = 1\ KHz$

$$\Theta = -\,2\text{ arc tg }(2\pi.10^3.0{,}01.10^{-6}.10^4) = -64{,}28°$$

V_O atrasa respecto de V_1 el ángulo $\Theta = -64{,}28°$

Si quisieramos que V_O atrase respecto de V_1 90°, entonces:

$$\Theta = -\,2\text{ arc tg}(w\,c_1\,R_1) = -\,90°$$

$$\therefore \quad \text{arc tg}(w\,c_1\,R_1) = \frac{90°}{2} = 45°$$

Por lo tanto: $\quad w\,c_1\,R_1 = 1$

$$\text{y} \quad R_1 = \frac{1}{2\pi f c_1}$$

$$R_1 = \frac{1}{6{,}28.10^3.0{,}01.10^{-6}} \approx 16\ K\Omega$$

Para conseguir un atraso de 90° debe hacerse $R_1 = 16\ K\Omega$

7.1.19 SUMADOR NO INVERSOR

El circuito correspondiente es el de la FIGURA 7.72

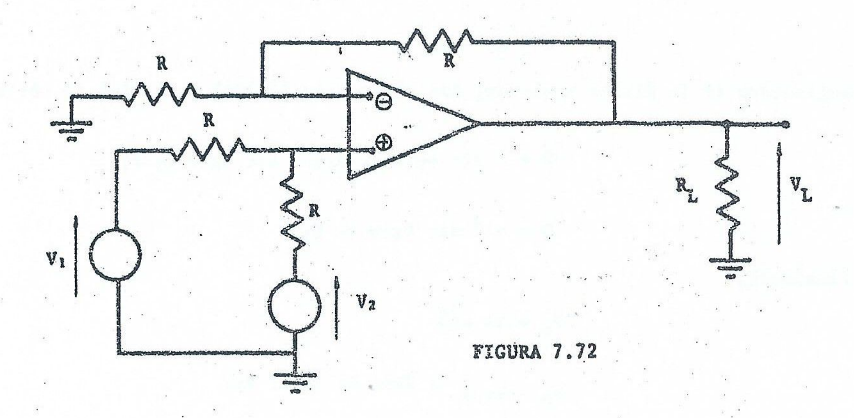


FIGURA 7.72

Aplicamos superposición para obtener la expresión de V_L.

Anulamos primero a V_2. ($V_2 = 0$)
Con lo cual aplicando Thevenin entre el terminal no inversor y tierra se obtiene el circuito de la FIGURA 7.73.

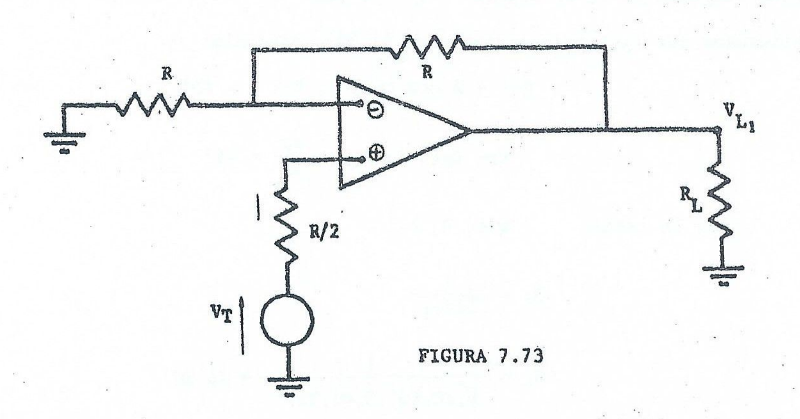


FIGURA 7.73

$$V_T = V_1 \frac{R}{R+R}$$

$$V_T = \frac{V_1}{2} \qquad (7.190)$$

La ganancia del amplificador es:

$$A = 1 + \frac{R}{R} = 2 \qquad (7.191)$$

Por lo tanto: $V_{L_1} = A.V_T \quad , \quad V_{L_1} = 2 \frac{V_1}{2}$

$$V_{L_1} = V_1 \qquad (7.192)$$

Anulamos, luego, a V_1. ($V_1 = 0$).
Se obtiene, también, el circuito de la FIGURA 7.73, pero ahora la expresión de V_T es la siguiente:

$$V_T = V_2 \frac{R}{R+R} \quad , \quad V_T = \frac{V_2}{2} \qquad (7.193)$$

Por lo tanto: $V_{L_2} = A \cdot V_T = 2 \frac{V_2}{2} \quad , \quad V_{L_2} = V_2 \qquad (7.194)$

La salida V_{L_2} es la que se obtiene cuando se pone en corto a V_1.

Por lo tanto:

$$V_L = V_{L_1} + V_{L_2} = V_1 + V_2 \qquad (7.195)$$

Se tiene así un circuito que suma las tensiones V_1 y V_2 sin invertirlas.

7.1.20 FUENTE DE CORRIENTE CONSTANTE BILATERAL

El circuito es el de la FIGURA 7.74.

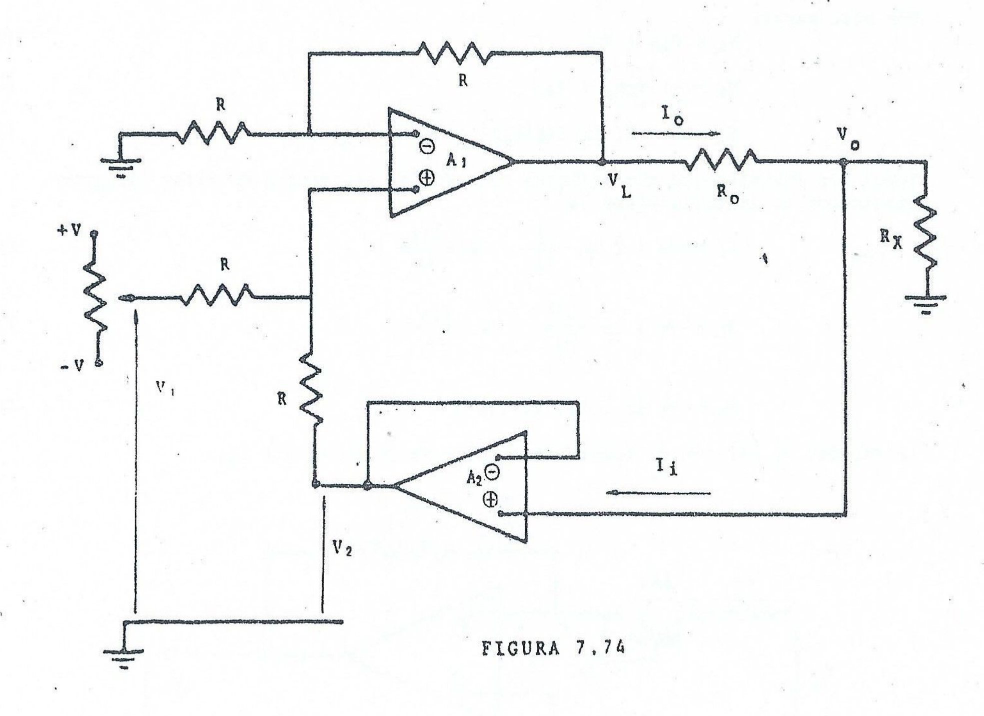


FIGURA 7.74

La tensión V_L (ver punto 7.1. 19.) es igual a:

$$V_L = V_1 + V_2 \qquad (7.195)$$

Por ser el amplificador A_2 un seguidor de tensión resulta:

$$V_2 = V_o \qquad (7.196)$$

Por lo tanto: $V_L = V_1 + V_o$ (7.197)

La corriente I_o se determina así:

$$I_o = \frac{V_L - V_o}{R_o}$$

$$I_o = \frac{V_1 + V_o - V_o}{R_o}$$

$$I_o = \frac{V_1}{R_o}$$

Se tiene una fuente de corriente constante, bilateral y regulable. Si V_1 es positiva respecto de masa, I_o tiene el sentido indicado en la figura 7.74. Si V_1 es negativa respecto de masa, I_o tiene el sentido opuesto al indicado en la figura 7.74.

Si: $R_o = 2\ K\Omega$ y se hace $V_1max. = \pm 2$ V se tiene $I_omax.$ igual a:

$$I_o = \frac{V_1}{R_o} = \frac{\pm 2\ V}{2\ K\Omega}$$

$$I_omax = \pm 1\ mA$$

El mínimo valor de I_o depende de la corriente de entrada que toma el amplificador A_2. Se usa un operacional con entrada MOS FET, para obtener un bajo valor de la corriente de entrada I_i.
Para el CA 3240 se tiene:

I_i = 10 pA para ± 15 V valor típico

I_i = 50 pA para ± 15 V valor máximo

I_o mínimo se puede especificar como 100 veces mayor que I_imax., por lo tanto:

$$I_omin = 100.50\ pA = 5\ nA$$

Se tendria una fuente desde ± 5 nA hasta ± 1 mA.

7.1.21 AMPLIFICADOR LOGARITMICO

El circuito es el de la figura 7.75.

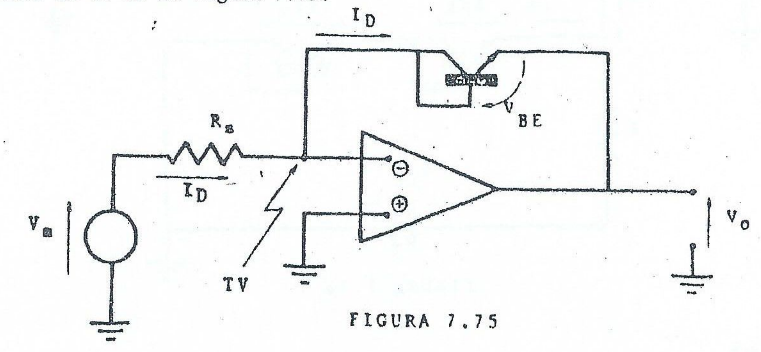


FIGURA 7.75

La corriente por el transistor es:

$$I_D = I_s\, e^{(V_{BE}/V_T)} \qquad (7.200)$$

$$\therefore \quad V_{BE} = V_T \ln (I_D/I_s) \qquad (7.201)$$

Por otra parte:

$$I_D = \frac{V_s}{R_s} \qquad (7.202)$$

Reemplazando (7.202) en (7.201) se tiene:

$$V_{BE} = V_T \ln (V_s/R_s.I_s) \qquad (7.203)$$

Por otra parte:

$$V_{BE} + V_o = 0 \qquad (7.204)$$

$$\therefore \quad V_o = -V_{BE} \quad , \quad V_o = -V_T \ln (V_s/I_s.R_s) \qquad (7.205)$$

La tensión de salida depende del logaritmo natural de V_s. El inconveniente de este circuito elemental consiste en que I_s y V_T varían con la temperatura. Se tienen circuitos mas elaborados que evitan el problema mencionado.

7.1.22 INVERSOR ALGEBRAICO

El circuito es el de la figura 7.76 (primera parte) y continua en la figura 7.77 parte).

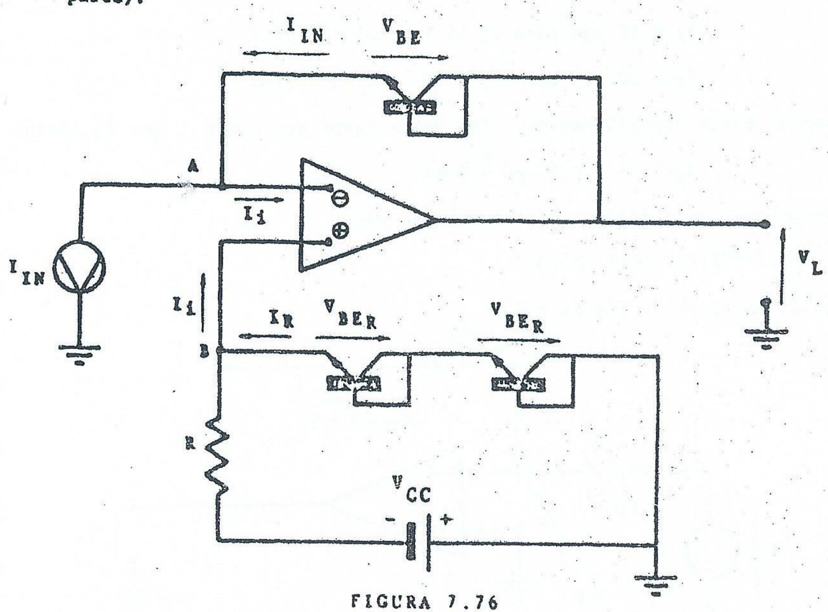


FIGURA 7.76

La tensión entre el punto B y masa es:

$$V_{BT} = -2\, V_{BE_R} \qquad (7.206)$$

$$V_{AT} = V_{BT} = -2\, V_{BE_R} \qquad (7.207)$$

Por otra parte:

$$V_L = V_{AT} + V_{BE} \qquad (7.208)$$

$$V_L = -2\, V_{BE_R} + V_{BE} \qquad (7.209)$$

$$V_L = -2\, V_T \ln (I_R/I_s) + V_T \ln (I_{in}/I_s) \qquad (7.210)$$

Todos los transistores que trabajan como diodos pertenecen al mismo integrado. Tienen, por lo tanto, la misma I_s.

$$V_L = -V_T \left(2 \ln \frac{I_R}{I_s} - \ln \frac{I_{in}}{I_s} \right) \qquad (7.211)$$

$$V_L = -V_T \left(\ln \frac{I_R^2}{I_s^2} - \ln \frac{I_{in}}{I_s} \right) \qquad (7.212)$$

$$V_L = -V_T \ln (I_R^2/I_s.I_{in}) \qquad (7.213)$$

La tensión V_L depende en forma logaritmica de la corriente I_{in}.

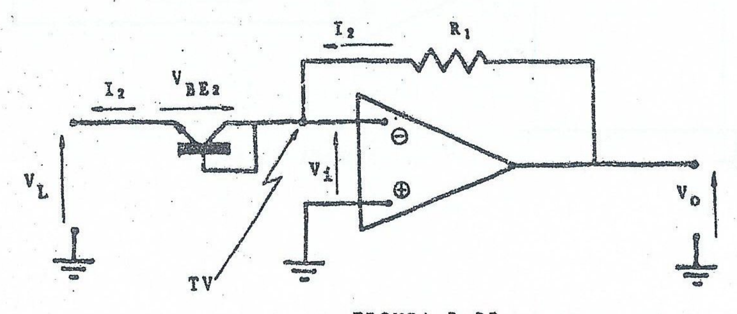


FIGURA 7.77

$$V_L + V_{BE_2} = V_i = 0 \qquad (7.214)$$

$$\therefore \quad V_L = -V_{BE_2} \qquad (7.215)$$

Reemplazando la ecuación (7.213) en la ecuación (7.215) se tiene:

$$-V_T \ln (I_R^2/I_s.I_{in}) = -V_T \ln (I_2/I_s) \qquad (7.216)$$

$$\therefore \quad \frac{I_R^2}{I_s . I_{in}} = \frac{I_2}{I_s} \qquad (7.217)$$

$$\therefore \quad I_2 = \frac{I_R^2}{I_{in}} \qquad (7.218)$$

Por otra parte:

$$V_o = I_2 \; R_1 \qquad (7.219)$$

$$\therefore \quad I_2 = \frac{V_o}{R_1} \qquad (7.220)$$

Igualando la (7.218) y la (7.20) se tiene:

$$\frac{V_o}{R_1} = \frac{I_R^2}{I_{in}} \qquad \therefore \qquad V_o = \frac{R_1 . I_R^2}{I_{in}} \qquad (7.221)$$

Haciendo $K = R_1 . I_R^2$ se obtiene:

$$V_o = \frac{K}{I_{in}} \qquad (7.222)$$

V_o es la inversión algebraica de I_{in}.
Ejemplo:

$V_{cc} = 9$ V , $R = 39$ KΩ , R_1 ajustable

Calculamos:

$$I_R = \frac{V_{cc} - 2V_{BE}}{R} \qquad (7.223)$$

$$I_R = \frac{(9 - 1,4)\ V}{39\ K\Omega} = 0,195\ mA$$

Hacemos $K = R_1 . I_R^2 = 1$ V.A

$$\therefore \quad R_1 = \frac{K}{I_R^2}$$

$$R_1 = \frac{1\ V.A}{(0,195.10^{-3})^2}$$

$$R_1 = \frac{1\ V.A}{0,038.10^{-6} A^2}$$

$$R_1 = \frac{10^6}{0,038}\ \Omega = 26.316\ K\Omega$$

Demasiado grande; elejimos $R_1 = 26,316$ KΩ

$$\therefore \quad K = R_1 . I_R^2 = 26,316.10^3 . 0,038.10^{-6}$$

$$K = 1\ mA.V$$

$$\therefore \quad V_O = \frac{K}{I_{in}}$$

$$V_o = \frac{1\ mA.V}{I_{in}}$$

Si $I_{in} = 0,5$ mA resulta $V_o = 2$ V

I N D I C E

B I B L I O G R A F I A

ANALYSIS AND DESIGN OF ANALOG INTEGRATED CIRCUITS de GRAY y MEYER, WILEY, 1977.

ANALOG INTEGRATED CIRCUIT DESIGN de GREBENE, KRIEGER, 1978.

ELECTRONICA DEL ESTADO SOLIDO de TREMOSA, MARYMAR, 1980.

ELECTRONICS: BJTS, FETS AND MICROCIRCUITS de ANGELO, MC GRAW HILL, 1969.

ELECTRONIC CIRCUITS: DISCRETE AND INTEGRATED de SCHILLING y BELOVE, MC GRAW HILL, 1968.

INTEGRATED ELECTRONICS de MILLMAN y HALKIAS, MC GRAW HILL, 1972.

IC ARRAY COOKBOOK de JUNG, HAYDEN, 1980.

MICROELECTRONICS de MILLMAN, MC GRAW HILL, 1979.

PRINCIPIOS DE ELECTRONICA de GRAY y SEARLE, REVERTE, 1973.

SOLID STATE DEVICES AND APPLICATIONS de DRISCOLL y COUGHLIN, PRENTICE HALL, 197

VMOS POWER FETS: CATALOGO de DISEÑO, SILICONIX, 1978.

SCR MANUAL, GENERAL ELECTRIC.

OPTOELECTRONICS, CATALOGO GENERAL ELECTRIC, 1977.

LINEAR APPLICATIONS HANDBOOK, NATIONAL, 1980.

FIELD EFFECT TRANSISTORS, PHILIPS, 1972.

THE FET CONSTANT CURRENT SOURCE, DESIGN IDEA DI 71-1, SILICONIX, 1976.

DESIGNING JUNCTION FET INPUT OP AMPS, APPLICATION NOTE AN 74-3, SILICONIX, 197

CONSIDERATION OF CTR VARIATIONS IN OPTICALLY COUPLED ISOLATOR CIRCUIT DESIGNS, APPLICATION NOTE 1002, HEWLETT PACKARD, 1979.

NEAR APPLICATIONS OF OPTOCOUPLERS, APPLICATION NOTE 951-2, HEWLETT PACKARD,197

THE MONOLITHIC OPERATIONAL AMPLIFIER: A TUTORIAL STUDY. IEEE JOUNAL OF SOLID STATE CIRCUITS, VOL SC9, N° 6, SOLOMON, 1974.

AN INTRODUCTION TO FETS, APPLICATION NOTE, SILICONIX, 1973.

BIASING THE FIELD EFFECT TRANSISTOR, BULLETIN CA-90 A, TEXAS.

FET BIASING, TECHNICAL ARTICLE TA70-2, SILICONIX, 1970.

APPLICATION OF THE RCA CA-3000 INTEGRATED CIRCUIT DC AMPLIFIER, ICAN 5030.